ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

CIRCUITOS, DISPOSITIVOS E APLICAÇÕES

MUHAMMAD H. RASHID

Eletrônica de Potência

Circuitos, Dispositivos e Aplicações

Eletrônica de Potência

Circuitos, Dispositivos e Aplicações

Muhammad H. Rashid

Ph. D., Membro do IEE e Professor de Engenharia Elétrica,
Purdue University, Fort Wayne

Tradução

Carlos Alberto Favato
Engenheiro Eletricista e Professor

Revisão Técnica

Antonio Pertence Júnior
Engenheiro Eletrônico PUC-MG e Professor do Coltec / UFMG e da Utramig

MAKRON *Books* Ltda.
Rua Tabapuã, 1.348 — Itaim-Bibi
CEP 04533-004 — São Paulo — SP
(11) 3849-8604 e (11) 3845-6622
e-mail: makron@books.com.br

Pearson Education do Brasil
Rua Emílio Goeldi, 747 – Lapa
CEP 05065-110 – São Paulo – SP
(11) 3611-0740
fax (11) 3611-0444

São Paulo • Rio de Janeiro • Ribeirão Preto • Belém • Belo Horizonte • Brasília • Campo Grande • Cuiabá • Curitiba • Florianópolis • Fortaleza • Goiânia • Manaus • Porto Alegre • Recife • Salvador

Brasil • Argentina • Colômbia • Costa Rica • Chile • Espanha • Guatemala • México • Peru • Porto Rico • Venezuela

Do original:
Porwer Electronics – Circuits, Devices, and Applications – Second edition

EDITOR: MILTON MIRA DE ASSUMPÇÃO FILHO

Gerente de Produção: Silas R. Camargo
Produtora Editorial: Eugênia Pessotti

Editoração e fotolitos em alta resolução: J.A.G.

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)
(Câmara Brasileira do Livro, SP, Brasil)

Rashid, Muhammad H.
Eletrônica de potência : circuitos, dispositivos e aplicações / Muhammad H. Rashid ; tradução Carlos Alberto Favato ; revisão técnica Antonio Pertence Júnior. - São Paulo : Makron Books, 1999.
Título original : Power eletronics.
Bibliografia.
ISBN 85-346-0598-X
1. Eletrônica de potência I. Título.

97-1077 cdd-621.317

Índices para catálogo sistemático:

1. Eletrônica de potência: Engenharia elétrica 621.317

Aos meus pais, minha esposa Fatema
e
meus filhos Faeza, Farzana e Hasan

Agradecimentos

Muitas pessoas contribuíram para esta edição e fizeram sugestões baseadas em suas experiências de sala de aula, como professor ou estudante. Eu gostaria de agradecer às seguintes pessoas, pelos seus comentários e sugestões:

Mazen Abdel-Salam – King Fahd University of Petroleum and Minerals, Arábia Saudita
Ashoka K. S Bhat – University of Victoria, Canadá
Fred Brockhurst – Rose-Human Institution of Technology
Joseph M. Crowley – University of Illinois, Urbana-Champaig
Mehrad Ehsani – Texas A&M University
Herman W. Hill – Ohio University
Washi Hubbi – New Jersey Institute of Technology
Marrija Ilic-Spong – University of Illinois, Urbana-Champaign
Shahidul I. Khan – Concordia University, Canadá
Peter Lauritzen – University of Washington
Jack Kawler – University of Tennessee
Arthur R. Miles – North Dakota State University
Mehdat M. Morcos – Kansas State University
Hassan Moghbelli – Purdue University Calumet
H. Remazani-Ferdowsi – University of Mashhad, Irã

Foi um grande prazer trabalhar com os editores Alan Apte e Sandra Chavez. Finalmente, gostaria de agradecer à minha família pelo seu amor, paciência e compreensão.

Sumário

Prefácio

Eletrônica de Potência pretende ser um livro-texto para um curso sobre "eletrônica de potência/conversores estáticos de energia", destinado a estudantes de cursos técnicos e universitários, nas áreas de engenharia elétrica e eletrônica. Ele pode ser utilizado tanto como livro-texto para estudantes de graduação quanto como referência para engenheiros envolvidos em projeto e aplicações de circuitos elétricos básicos, exigindo como pré-requisitos os cursos básicos de eletrônica e de circuitos elétricos. O conteúdo de *Eletrônica de Potência* está além do escopo de curso de um semetre. Para os estudantes de cursos técnicos e universitários, os Capítulos de 1 a 11 são adequadros para fornecer uma sólida base em eletrônica de potência, enquanto os Capítulos de 12 a 16 seriam maia adequados para outros cursos, incluindo os de pós-graduação.

O tempo alocado para um cirso de eletrônica de potência em um currículo universitário típico é normalmente de apenas um semestre; no entanto, a eletrônica de potência já avançou tanto que é difícil cobrir todo o seu conteúdo em um curso com apenas essa duração. Os fundamentos da eletrônica de potência estão bem estabelecidos e não mudam rapidamente. Entretanto, as características dos dispositivos estão continuamente sendo melhoradas e novos dispositivos têm sido adicionados.

Eletrônica de Potência, que emprega uma abordagem das partes para o todo, cobre primeiramente características dos dispositivos e técnicas de conversão; depois, as aplicações. Esta segunda edição americana (primeira brasileira) é uma completa revisão da edição anterior e (i) faz uma abordagem das partes para o todo, (ii) introduz o estado-da-arte das técnicas avançadas de modulação; (iii) apresenta um novo capítulo sobre "inversores de pulsos ressonantes" e cobre as técnicas atuais; (vi) aborda o software

padrão da indústria SPICE e calcula exemplos que são verificados através da simulação SPICE; (v) examina conversores com cargas *RL*; (vi) corrige erros e expande seções e/ou parágrafos para acrescentar explicações. O livro, dividido em cinco partes, enfatiza os princípios fundamentais da conversão da energia:

1. Introdução – Capítulo 1.
2. Técnicas de comutação de SCRs e de conversão de energia – Capítulos 3, 5, 6, 7, 9, 10 e 11.
3. Dispositivos – Capítulos 2, 4 e 8.
4. Aplicações – Capítulos 12, 13, 14 e 15.
5. Proteções – Capítulo 6.

Tópicos como circuitos trifásicos, circuitos magnéticos, funções dos chaveamentos dos conversores, análise transitória CC e análise de Fourier são revisados nos Apêndices.

Eletrônica de Potência trata das aplicações da eletrônica de estado sólido para o controle e conversão da energia elétrica. As técnicas de conversão requerem a condução e o bloqueio dos dispositivos semicondutores de potência. Circuitos eletrônicos simples, que normalmente consistem de circuitos integrados e componentes discretos, geram os sinais de comando necessários ao comando dos dispositivos de potência. Os circuitos integrados e os componentes discretos estão sendo substituídos por microprocessadores.

Um dispositivo de potência ideal não deve ter limitações de disparo e desligamento em termos de tempo de disparo, tempo de desligamento, e de capacidade de suportar corrente e tensão. A tecnologia dos semicondutores de potência está desenvolvendo, em grande velocidade, dispositivos de chaveamento rápido com limites de tensão e corrente que estão aumentando. Os dispositivos de potência para chaveamento, tais como BJTs e MOSFETs de potência, SITs, IGBTs, MCTs, SITHs, SCRs TRIACs, GTOs e outros, estão encontrando crescente aplicação em uma ampla faixa de produtos. Com a disponibilidade de dispositivos de chaveamento mais rápidos, as aplicações dos microprocessadores modernos na sintetização da estratégia de controle para o comando dos dispositivos de potência, visando alcançar às especificações da conversão, estão ampliando a abrangência da eletrônica de potência. A revolução da eletrônica de potência ganha ímpeto desde o final da década de 1980 e o início da década de 1990. Nos próximos 30 anos, a eletrônica de potência dará forma e condicionará a eletricidade em algum lugar entre sua geração e todos os seus usuários. As aplicações potenciais da eletrônica de potência ainda estão para ser completamente exploradas, mas nós fizemos muitos esforços para cobrir o maior número possível de aplicações neste livro.

Muhammad H. Rashid
Fort Wayne, Indiana

Introdução

1.1 APLICAÇÕES DA ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

A demanda pelo controle de energia elétrica para sistemas de acionamento de máquinas elétricas e controles industriais existe há muitos anos e isto conduziu ao desenvolvimento do antigo sistema *Ward-Leonard* para se obter uma tensão CC variável utilizada no controle dos acionamentos de máquinas CC. A eletrônica de potência revolucionou o conceito de controle de potência para a conversão de energia e para o controle dos acionamentos das máquinas elétricas.

A eletrônica de potência combina potência, eletrônica e controle. O controle trata das características dinâmicas e de regime permanente dos sistemas de malha fechada. A potência cuida de equipamentos de potência rotativos e estáticos para a geração, transmissão e distribuição de energia elétrica. A eletrônica trata dos dispositivos e circuitos de estado sólido para o processamento de sinais que permitam alcançar os objetivos de controle desejados. A *eletrônica de potência* pode ser definida como a aplicação da eletrônica de estado sólido para o controle e conversão da energia elétrica. O inter-relacionamento da eletrônica de potência com a energia, a eletrônica e o controle é mostrado na Figura 1.1.

A eletrônica de potência é primariamente baseada no chaveamento dos dispositivos semicondutores de potência. Com o desenvolvimento da tecnologia dos semicondutores de potência, as capacidades nominais e a velocidade de chaveamento dos dispositivos de potência melhoraram enormemente. O desenvolvimento da tecnologia de microprocessadores/microcomputadores teve grande impacto no controle e na sintetização da estratégia de controle para os dispositivos semicondutores de potência. Os

equipamentos de eletrônica de potência modernos usam (1) semicondutores de potência, que podem ser considerados como o músculo, e (2) a microeletrônica, que tem a inteligência do cérebro.

Figura 1.1

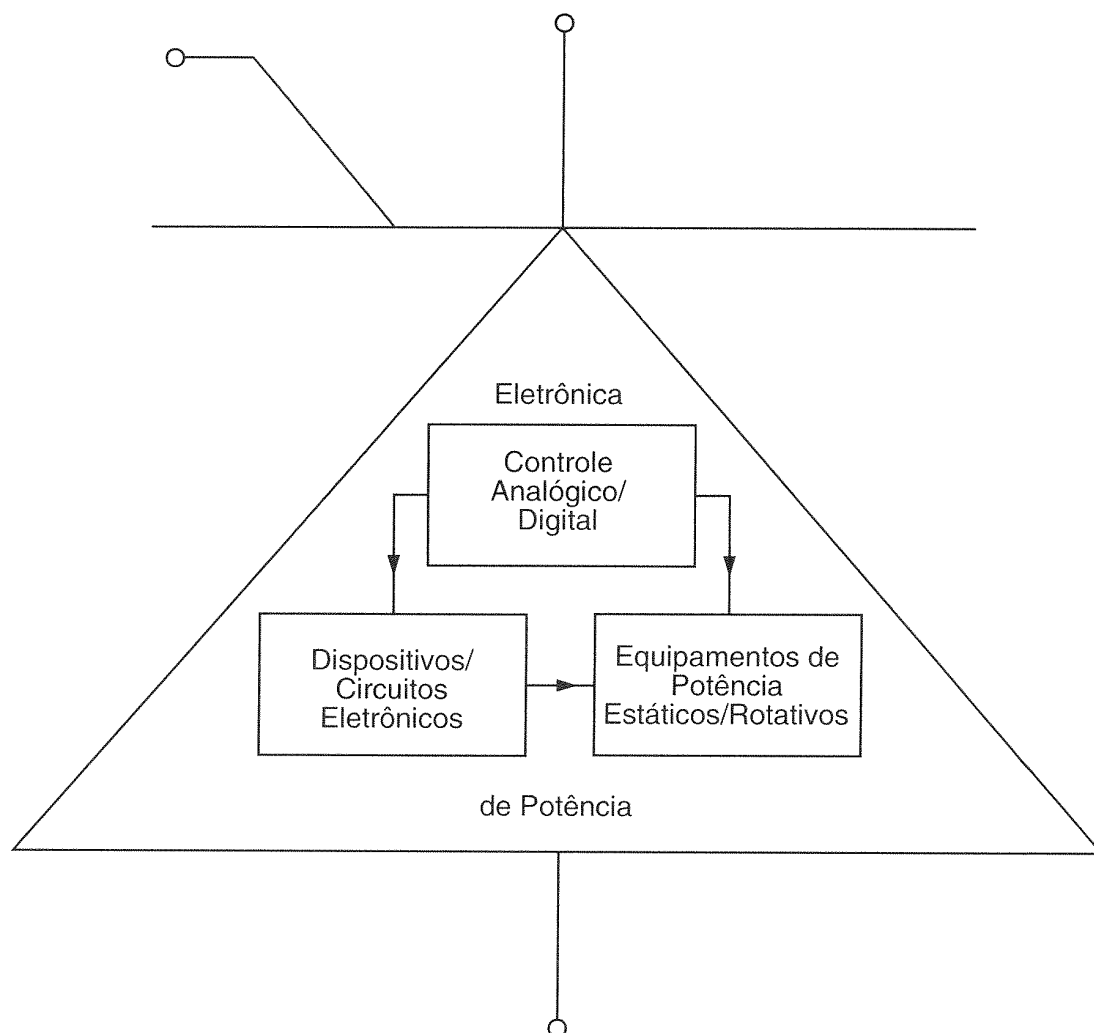
Relação da eletrônica de potência com a energia, a eletrônica e o controle.

A eletrônica de potência já encontrou um lugar importante na tecnologia moderna, sendo usada em uma grande variedade de produtos de alta potência, incluindo controle de aquecimentos, controle de iluminações, controle de máquinas elétricas, fontes de alimentação, sistemas de propulsão de veículos e sistemas de corrente contínua em alta tensão (do inglês *high voltage direct-current – HVDC*). É difícil definir os limites para as aplicações da eletrônica de potência; especialmente com a atual tendência no desenvolvimento de dispositivos de potência e microprocessadores, o limite superior é indefinível. A Tabela 1.1 mostra algumas aplicações da eletrônica de potência.

Tabela 1.1 Algumas aplicações da eletrônica de potência.

Aceleradores de partículas
Acionadores de portas de garagem
Acionadores de portas elétricos
Acionamento de máquinas elétricas
Alarmes
Alarmes contra ladrões
Amplificadores de áudio
Amplificadores de RF
Aquecimento indutivo
Bandejas aquecedoras de alimentos
Bombas e compressores
Brinquedos
Caldeiras
Carregadores de baterias
CC em alta tensão (HVDC)
Circuitos de deflexão de TVs
Cobertores elétricos
Compensação de potência reativa (*VAR compensation*)
Computadores
Condicionadores de ar
Contatores de estado sólido
Controladores de intensidade luminosa (*dimmers*)
Controle das varetas em reatores nucleares
Controle de motores de indução lineares
Controles de sinais de trânsito
Controles de máquinas elétricas
Controles de aquecimento
Controles de temperatura
Correias transportadoras
Disjuntores estáticos
Eletrodeposição eletromecânica
Eletrodomésticos
Eletroímãs
Empilhadeiras de almoxarifado
Excitatrizes de geradores
Fábricas de papel
Ferramentas manuais de potência
Fibras sintéticas
Flashes
Fonógrafos
Fontes de alimentação
Fontes de alimentação em aviões
Fontes de alimentação de radares/sonares
Fontes de alimentação espaciais
Fontes de alimentação solares
Fontes de *laser* de potência
Fontes fotográficas
Fornos
Fornos para cimento
Fotocópias
Geradores ultra-sônicos
Gravações magnéticas
Guindastes e elevadores de carga
Ignição eletrônica
Iluminação em alta freqüência
Ímãs
Impressoras (de imprensa)
Jogos
Laminação de aço
Lanternas
Limpadores a vácuo
Locomotivas
Máquinas de costura
Máquinas de lavar
Máquinas de vendas
Máquinas-ferramentas
Mineração
Misturadores
Misturadores de alimentos
Moedores
Mostradores (*displays*)
Movimentadores de pessoas
Partida de máquinas síncronas
Partida de turbinas a gás
Perfuração de poços de petróleo
Piscadores de iluminação
Precipitadores eletrostáticos
Processos químicos
Projetores de filmes
Propaganda
Reatores de lâmpadas a arco de mercúrio
Refrigeradores
Reguladores
Reguladores de tensão
Relés de estado sólido
Relés de travamento
Relés estáticos
Secadores de roupas
Secadores elétricos
Servo sistemas
Sistemas de energia ininterrupta
Sistemas de segurança
Solda
Sopradores e exaustores
Temporizadores
Transmissores *VLF*
Trânsito de massas
Trens
Unidade de alcance de superfície
Veículos elétricos
Ventiladores
Ventiladores elétricos

Fonte: R. G. Holt, *Semiconductor Power Electronics*, Nova Iorque, Van Nostrand Reinhold Company, Inc., 1986.

1.2 HISTÓRIA DA ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

A história da eletrônica de potência iniciou-se com a introdução do retificador a arco de mercúrio, em 1900. O retificador de tanque metálico, o retificador em tubo a vácuo de grade controlada, o ignitron e o tiratron, dispositivos introduzidos gradualmente, foram aplicados para o controle de potência até a década de 1950.

A primeira revolução da eletrônica começou em 1948 com a invenção do transistor de silício, por Bardeen, Brattain e Schockley da Bell Telephone Laboratories. A maioria das tecnologias da eletrônica avançada de hoje remonta à origem dessa invenção. A microeletrônica moderna evoluiu a partir dos semicondutores de silício. A próxima grande descoberta, em 1956, foi também da Bell Laboratories: a invenção do transistor disparável *PNPN*, definido como tiristor ou retificador controlado de silício (do inglês *silicon-controlled rectifier – SCR*).

A segunda revolução da eletrônica iniciou-se em 1958 com o desenvolvimento do tiristor comercial pela General Electric Company. Começava uma nova era para a eletrônica de potência. Desde então, muitos tipos diferentes de dispositivos semicondutores de potência e técnicas de conversão foram introduzidos. A revolução da microeletrônica deu-nos a capacidade de processar uma enorme quantidade de informações a uma incrível velocidade. A revolução da eletrônica de potência está nos dando também a capacidade de controlar e determinar a forma de grandes quantidades de potência com uma eficiência sempre crescente. Devido ao casamento da eletrônica de potência, o músculo, com a microeletrônica, o cérebro, muitas aplicações potenciais da eletrônica de potência estão agora emergindo, e esta tendência continuará. Nos próximos 30 anos, a eletrônica de potência dará forma e condicionará a eletricidade, em algum lugar na linha de transmissão, entre sua geração e todos os seus usuários. A revolução da eletrônica de potência ganhou ímpeto entre o final da década de 1980 e o início da de 1990. Uma história cronológica da eletrônica de potência é mostrada na Figura 1.2.

1.3 DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES DE POTÊNCIA

Desde o primeiro tiristor, o retificador controlado de silício (SCR) desenvolvido no final de 1957, houve tremendos avanços nos dispositivos semicondutores de potência. Até 1970 os tiristores convencionais eram usados exclusivamente para o controle de potência em aplicações industriais. Desde 1970, vários tipos de dispositivos semicondutores de potência foram desenvolvidos e tornaram-se comercialmente disponíveis. Estes em geral podem ser divididos em cinco tipos: (1) diodos de potência, (2) tiristores, (3) transistores de junção bipolares (BJTs), (4) MOSFETs de potência, (5) transistores bipolares de porta isolada (IGBTs) e transistores de indução estática (SITs). Os tiristores podem ser subdivididos em oito tipos: (a) tiristor de comutação forçada, (b) tiristor comutado pela rede, (c) tiristor de desligamento pelo gatilho (GTO), (d) tiristor de condução reversa (RCT), (e) tiristor de indução estática (SITH), (f) tiristor de desligamento auxiliado pelo gatilho (GATT), (g) retificador controlado de silício ativado por luz (LASCR) e (h) tiristores controlados por MOS (MCTs). Os transistores de indução estática estão também disponíveis comercialmente.

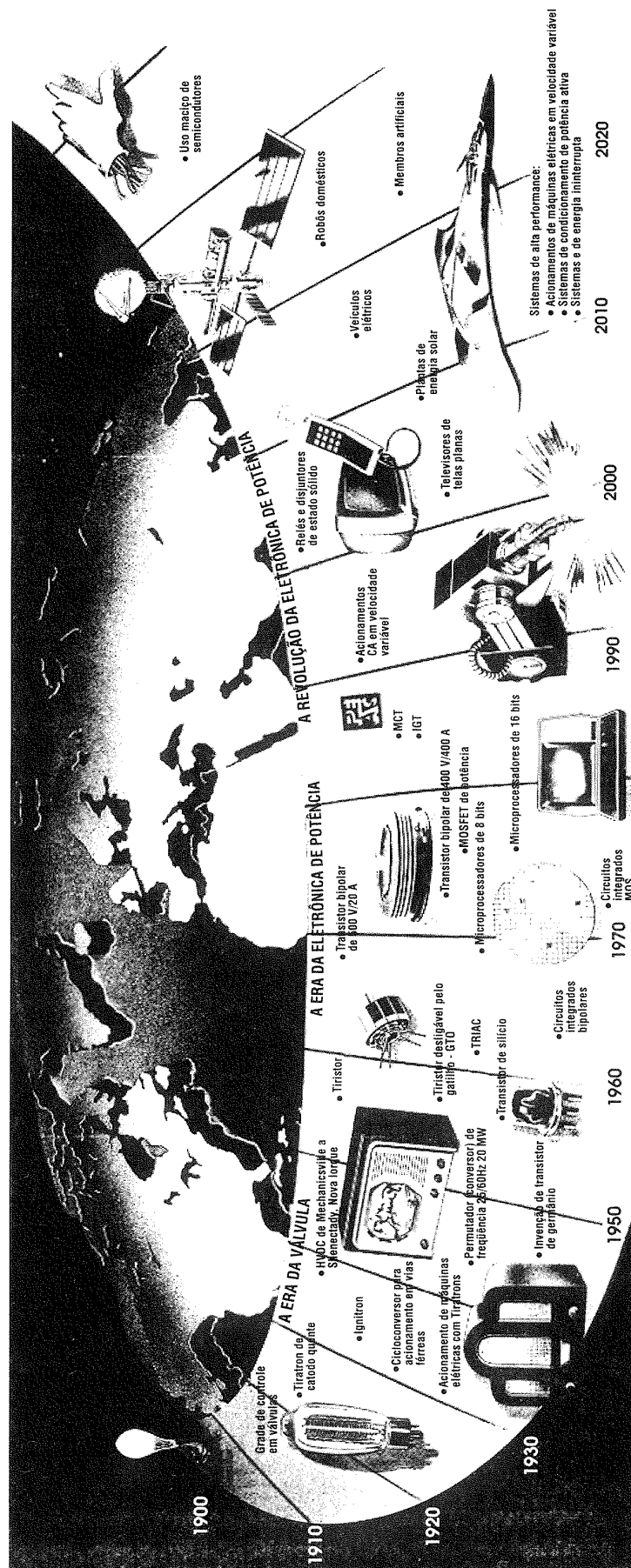
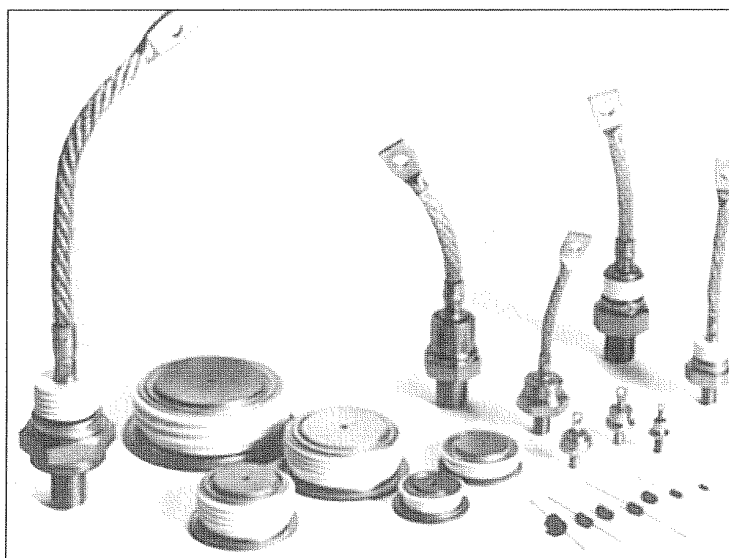



Figura 1.2 História da eletrônica de potência (cortesia do Tennessee Center for Research and Development).

Os diodos de potência são de três tipos: genéricos, alta velocidade (ou de recuperação rápida) e *Schottky*. Diodos genéricos são fornecidos em até 3000 V, 3500 A e a faixa dos diodos de recuperação rápida pode ir até 3000 V, 1000 A. O tempo de recuperação reversa varia entre 0,1 e 5 μs. Os diodos de recuperação rápida são essenciais para o chaveamento em alta freqüência dos conversores de potência. Um diodo tem dois terminais: um catodo em um anodo. Os diodos *Schottky* têm baixa queda de tensão em sentido direto e tempo de recuperação muito pequeno, tipicamente de nanossegundos. A corrente de fuga aumenta com a faixa de tensão e seus valores nominais estão limitados a 100 V, 300 A. Um diodo conduz quando sua tensão de anodo é maior que a de catodo; e a queda de tensão direta de um diodo de potência é muito baixa, tipicamente de 0,5 a 1,2 V. Se a tensão de catodo é maior que a tensão de anodo, diz-se que o diodo está no *modo de bloqueio*. A Figura 1.3 mostra várias configurações de diodos genéricos, que são basicamente de dois tipos: o tipo *rosca* ou *rosqueável* (do inglês *stud* ou *stud-mounted*) e o tipo *disco* ou *encapsulamento prensável* ou *disco de hóquei* (do inglês *disk* ou *press pak* ou *hockey puck*). Em um tipo rosqueável, tanto o anodo quanto o catodo podem estar do lado da rosca.

Figura 1.3

Várias configurações de diodos genéricos (cortesia da Powerex, Inc.).

Um tiristor tem três terminais: um anodo, um catodo e um gatilho. Quando uma pequena corrente passa através do terminal do gatilho para o catodo, o tiristor conduz, contanto que o terminal de anodo esteja em um potencial mais elevado que o do catodo. Uma vez que o tiristor esteja no modo de condução, o circuito de gatilho não tem controle e o tiristor continua a conduzir. Quando o tiristor está no modo de condução, a queda de tensão direta é muito pequena, tipicamente de 0,5 a 2 V. Um tiristor em condução pode ser desligado fazendo-se o potencial de anodo igual ou menor que o potencial de catodo. Os tiristores comutados pela rede são desligados devido à natureza senoidal da tensão de entrada e os tiristores de comutação forçada são desligados por um

circuito extra, chamado *circuito de comutação*. A Figura 1.4 mostra várias configurações de tiristores de controle de fase (ou comutados pela rede): dos tipos rosca, disco de hóquei, chatos e de pinos.

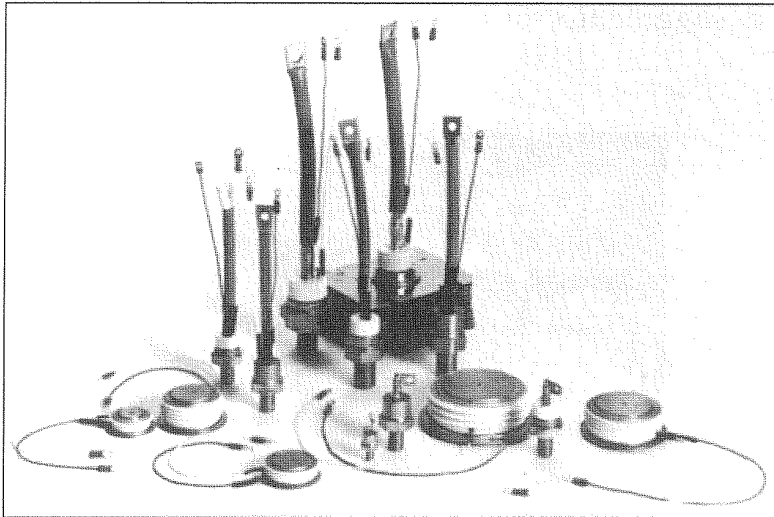



Figura 1.4

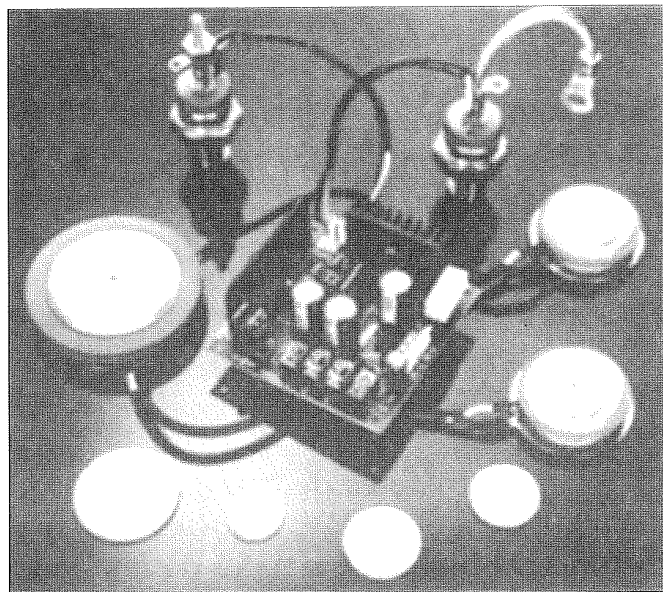
Várias configurações de tiristores (cortesia da Powerex, Inc.).

Os tiristores de comutação natural ou pela rede são fornecidos com valores nominais de até 6000 V, 3500 A. O *tempo de desligamento* (do inglês *turn-off time*) dos tiristores de bloqueio reverso de alta velocidade foi melhorado substancialmente e é possível ter de 10 a 20 μs em um tiristor de 1200 V, 2000 A. O *tempo de desligamento* é definido como o intervalo de tempo entre o instante em que a corrente principal é diminuída a zero após o chaveamento externo do circuito de tensão principal e o instante em que o tiristor é capaz de suportar uma tensão principal específica sem ligar novamente. Os RCTs e os GATTs são amplamente utilizados para chaveamento em alta velocidade, em especial em aplicações de tração. Um RCT pode ser considerado um tiristor com um diodo em antiparalelo. Os RCTs são fornecidos em até 2500 V, 1000 A (e 400 A em condução reversa) com um tempo de chaveamento de 40 μs. Os GATTs são fornecidos em até 1200 V, 400 A, com uma velocidade de chaveamento de 8 μs. Os LASCRs, que são fornecidos em até 6000 V, 1500 A, com uma velocidade de chaveamento de 200 a 400 μs, são apropriados para sistemas de potência de alta tensão, especialmente em HVDC. Para aplicações em CA de baixa potência, os TRIACs são amplamente utilizados em todos os tipos simples de controle de aquecimento, controles de iluminação, de máquinas elétricas e chaves CA. As características dos TRIACs são similares às de dois tiristores conectados em antiparalelo, tendo apenas um terminal de gatilho. A corrente que flui através do TRIAC pode ser controlada em ambos os sentidos.

Os GTOs e os SITHs são tiristores autodesligáveis. Os GTOs e os SITHs são ligados pela aplicação de um curto pulso positivo aos gatilhos e desligados pela aplicação de um curto pulso negativo, também aos gatilhos. Eles não requerem nenhum circuito de comutação. Os GTOs, muito atrativos para comutação forçada de conversores, são fornecidos em até 4000 V, 3000 A. Os SITHs, cujos valores nominais

podem ser tão altos, como 1200 V, 300 A, têm expectativa de aplicação em conversores de média potência, com uma freqüência de várias centenas de quilohertz e além da faixa de freqüência dos GTOs. A Figura 1.5 mostra várias configurações de GTOs. Um MCT pode ser "ligado" por um pequeno pulso de tensão negativa na porta MOS (em relação ao seu anodo) e "desligado" por um pequeno pulso de tensão positiva. Ele é como um GTO, exceto pelo fato de o ganho de desligamento ser muito alto. Os MCTs são fornecidos em até 1000 V, 100 A.

Figura 1.5

Tiristores de desligamento pelo gatilho – GTOs (cortesia da International Rectifiers).

Os transistores bipolares de alta potência, comumente utilizados em conversores de potência em freqüências abaixo de 10 kHz, são efetivamente aplicados em faixas de potência de até 1200 V, 400 A. As várias configurações de transistores bipolares são mostradas na Figura 8.2 (pg. 322). Um transistor bipolar tem três terminais: base, emissor e coletor. Ele é normalmente operado como uma chave na configuração emissor comum. Contanto que a base do transistor *NPN* esteja em um potencial mais elevado que o emissor e a corrente de base seja suficientemente grande para colocar o transistor na região de saturação, o transistor permanece ligado, desde que a junção de coletor para emissor esteja adequadamente polarizada. A queda de tensão direta de um transistor em condução está na faixa de 0,5 a 1,5 V. Se a tensão de excitação da base for retirada, o transistor permanecerá no modo de não-condução (desligado).

Os MOSFETs de potência, utilizados em conversores de potência de alta velocidade, são fornecidos em valores de potência relativamente baixos, na faixa de 1000 V, 50 A, com uma faixa de freqüência de várias dezenas de quilohertz. Vários MOSFETs de potência, de diferentes tamanhos, são mostrados na Figura 8.21 (p. 346). Os IGBTs são transistores de potência controlados por tensão. Eles são inerentemente mais rápidos que os BJTs, mas ainda não tão rápidos quanto os MOSFETs. Entretanto eles oferecem características de excitação bastante superiores e de saída iguais às dos BJTs. Os IGBTs são apropriados para alta tensão, alta corrente e freqüências de até 20 kHz. Os IGBTs são fornecidos em até 1200 V, 400 A.

Um SIT é um dispositivo de alta potência e alta freqüência. Ele é essencialmente a versão em estado sólido da válvula triodo a vácuo, sendo similar a um JFET. Possui baixo ruído, baixa distorção e capacidade de potência em altas freqüências de áudio. Os tempos de disparo (do inglês *turn-on time*) e de desligamento (do inglês *turn-off time*) são muito curtos, tipicamente de 0,25 μs. As características de normalmente ligado e alta queda de tensão em estado de condução limitam suas aplicações em conversões de potência geral. Os valores nominais atuais dos SITs podem ser de até 1200 V, 300 A e a velocidade de chaveamento pode ser da ordem de 100 kHz. Os SITs são mais apropriados para aplicações de alta potência e alta freqüência (por exemplo, amplificadores de áudio, VHF/UHF e microondas). Os valores nominais dos dispositivos semicondutores de potência comercialmente disponíveis são mostrados na Tabela 1.2, em que a resistência em estado de condução do dispositivo é dada pela sua queda de tensão na corrente especificada. A Tabela 1.3 mostra as características *v–i* e os símbolos dos dispositivos semicondutores de potência comumente utilizados.

Tabela 1.2 Valores nominais de dispositivos semicondutores de potência.

	Tipo	Especificação Tensão/ Corrente	Freqüência superior (Hz)	Tempo de chaveamento (μs)	Resistência em estado de condução (Ω)
Diodos	Genéricos	5000 V/5000 A	1 k	100	0,16 m
	Alta velocidade	3000 V/1000 A	10 k	2-5	1 m
	Schottky	40 V/60 A	20 k	0,23	10 m
Tiristores com desligamento forçado	Bloqueio reverso	5000 V/5000 A	1 k	200	0,25 m
	Alta velocidade	1200 V/1500 A	10 k	20	0,47 m
	Bloqueio reverso	2500 V/400 A	5 k	40	2,16 m
	Condução reversa	2500 V/1000 A	5 k	40	2,1 m
	GATT	1200 V/400 A	20 k	8	2,24 m
	Disparados por luz	6000 V/1500 A	400	200-400	0,53 m
TRIACs		1200 V/300 A	400	200-400	3,57 m
Tiristores autocomutados	GTO	4500 V/3000 A	10 k	15	2,5 m
	SITH	4000 V/2200 A	20 k	6,5	5,75 m
	Único	400 V/250 A	20 k	9	4 m
Transistores de potência		400 V/40 A	20 k	6	31 m
		630 V/50 A	25 k	1,7	15 m
	Darlington	1200 V/400 A	10 k	30	10 m
SITs		1200 V/300 A	100 k	0,55	1,2
MOSFETS de potência	Único	500 V/8,6 A	100 k	0,7	0,6
		1000 V/4,7 A	100 k	0,9	2
		500 V/50 A	100 k	0,6	0,4 m
IGBTs	Único	1200 V/400 A	20 k	2,3	50 m
MCTs	Único	600 V/60 A	20 k	2,2	18 m

Fonte: F. Harashima, "State of the art on power electronics and electrical drives in Japan", em *3rd IFAC Symposium on Control in Power Electronics and Electrical Drives*, Lausanne, Suíça, 1983, pp. 23-33.

As folhas de dados (do inglês *data sheets*) para um diodo, SCR, GTO, BJT, MOSFET, IGBT e MCT, são dadas no Apêndice G. A Figura 1.6 mostra as aplicações e a faixa de freqüência dos dispositivos de potência. Um dispositivo de potência ideal deve (1) ter uma queda de tensão zero em estado de condução, (2) suportar uma tensão infinita em estado desligado, (3) tratar com uma corrente infinita e (4) "ligar" e "desligar" em tempo zero, tendo, portanto, velocidade de chaveamento infinita.

Figura 1.6

Aplicações dos dispositivos de potência (cortesia da Powerex, Inc.).

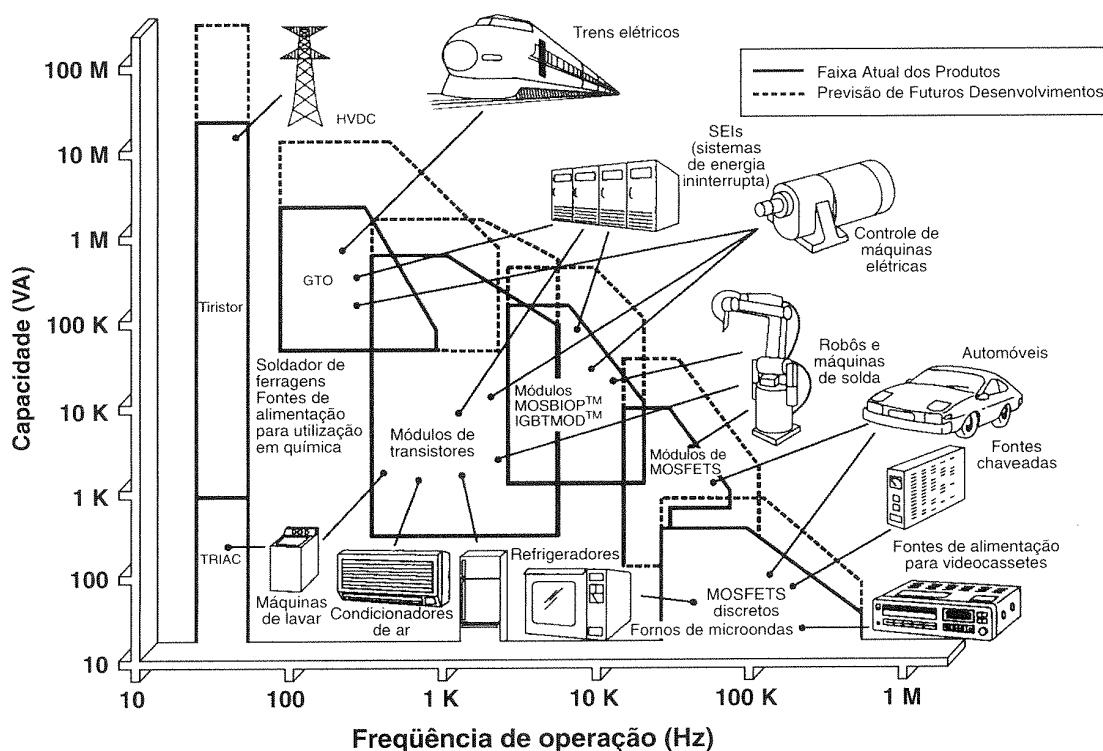
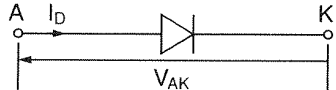
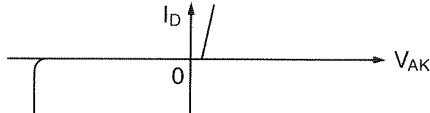
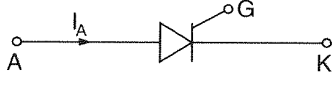
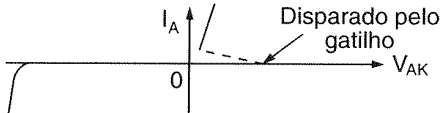
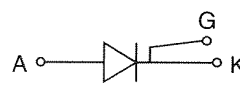
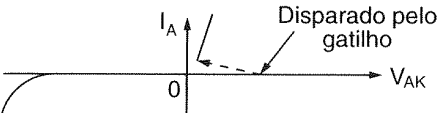
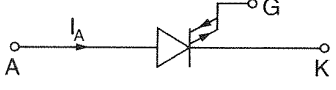
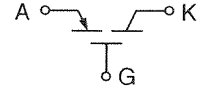
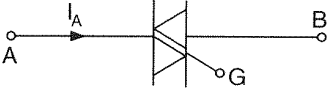
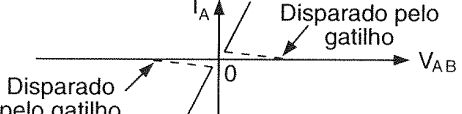
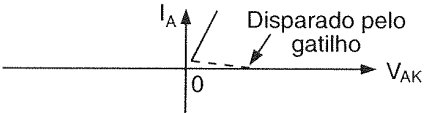
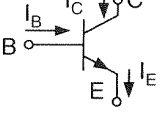
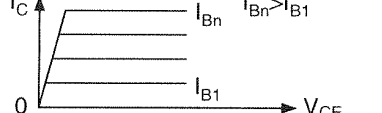
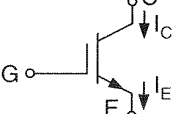
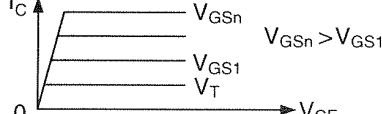
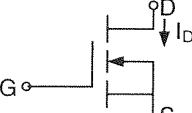
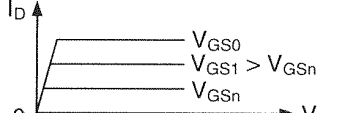
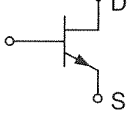
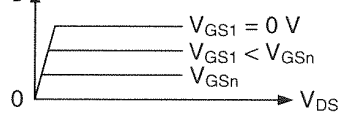



Tabela 1.3 Características e símbolos de alguns dispositivos de potência.

Dispositivos	Símbolos	Curvas características
Diodo	A I_D K; V_{AK}	I_D; 0; V_{AK}
Tiristor	I_A; A; K; G	I_A; 0; V_{AK}; Disparado pelo gatilho
SITH	A; K; G	I_A; 0; V_{AK}; Disparado pelo gatilho
GTO	I_A; A; K; G	
MCT	A; K; G	
TRIAC	I_A; A; B; G	I_A; 0; V_{AB}; Disparado pelo gatilho; Disparado pelo gatilho
LASCR	A; K; I_A; G	I_A; 0; V_{AK}; Disparado pelo gatilho
Transistor bipolar NPN ou BJT NPN	I_B; B; I_C; C; E; I_E	I_C; 0; I_{Bn}; I_{B1}; $I_{Bn} > I_{B1}$; V_{CE}
IGBT	G; C; I_C; E; I_E	I_C; 0; V_{GSn}; V_{GS1}; V_T; $V_{GSn} > V_{GS1}$; V_{CE}
MOSFET de Canal N	G; D; I_D; S	I_D; 0; V_{GS0}; $V_{GS1} > V_{GSn}$; V_{GSn}; V_{DS}
SIT	D; S	I_D; 0; $V_{GS1} = 0$ V; $V_{GS1} < V_{GSn}$; V_{GSn}; V_{DS}

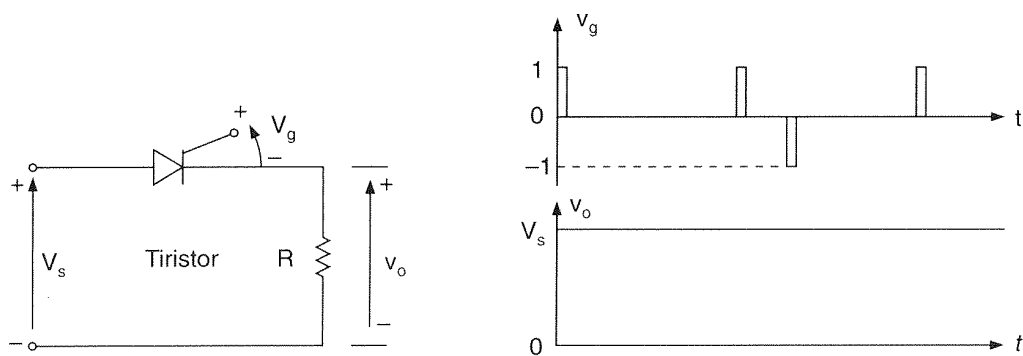
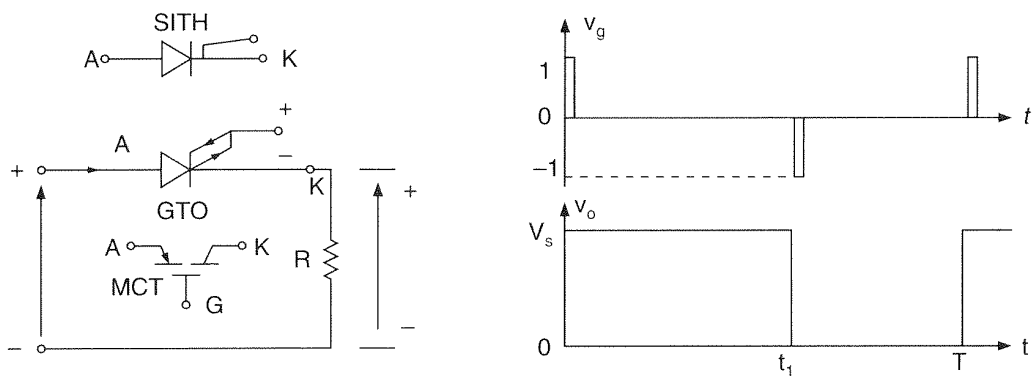
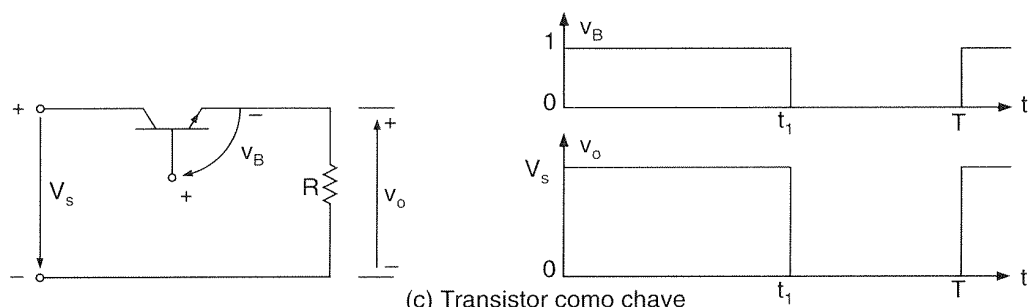
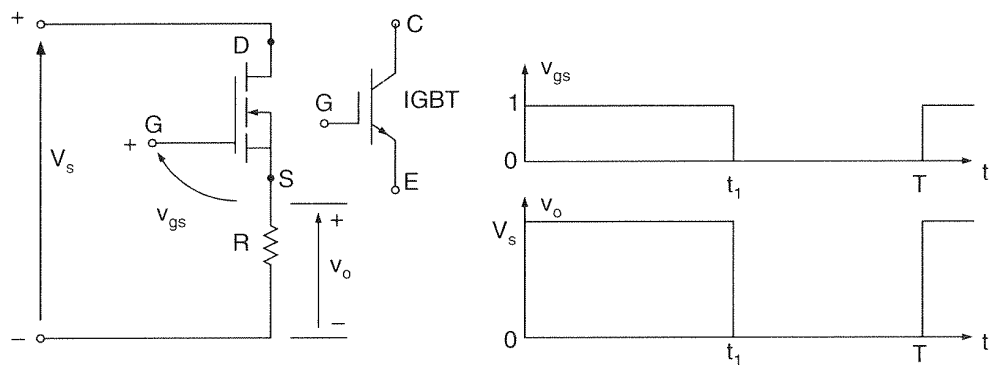
1.4 CARACTERÍSTICAS DE CONTROLE DOS DISPOSITIVOS DE POTÊNCIA

Os dispositivos semicondutores de potência podem ser operados como chaves aplicando-se sinais de controle aos terminais de gatilho dos tiristores (e às bases dos transistores bipolares). A saída desejada é obtida variando-se o tempo de condução desses dispositivos de chaveamento. A Figura 1.7 mostra as tensões de saída e as características de controle dos dispositivos de chaveamento de potência comumente utilizados. Uma vez que o tiristor esteja no modo de condução, o sinal de gatilho de amplitude tanto positiva quanto negativa não tem efeito, e isso é mostrado na Figura 1.7a. Quando um dispositivo semicondutor de potência está em um modo de condução normal, há uma pequena queda de tensão sobre ele. Nas formas de onda de tensão de saída da Figura 1.7, essas quedas de tensão são consideradas desprezíveis, a menos que especificadas; essas suposições são feitas em toda a parte nos capítulos seguintes.

Os dispositivos de chaveamento de potência podem ser classificados com base em:

1. disparo e desligamento não-controlados (por exemplo, diodos);
2. disparo controlado e desligamento não-controlado (por exemplo, SCR);
3. características de disparo e desligamento controlados (por exemplo, BJT, MOSFET, GTO, SITH, IGBT, SIT, MCT);
4. necessidade de sinal contínuo de porta (por exemplo, BJT, MOSFET, IGBT, SIT);
5. necessidade de pulso de gatilho (por exemplo, SCR, GTO, MCT);
6. capacidade de suportar tensão bipolar (por exemplo, SCR, GTO);
7. capacidade de suportar tensão unipolar (por exemplo, BJT, MOSFET, GTO, IGBT, MCT);
8. capacidade de corrente bidirecional (por exemplo, TRIAC, RCT);
9. capacidade de corrente unidirecional (por exemplo, SCR, GTO, BJT, MOSFET, MCT, IGBT, SITH, SIT, diodo).

Figura 1.7

Características de controle de dispositivos de chaveamento de potência.

(a) Tiristor como chave

(b) GTO/MCT/SITH como chave (para o MCT a polaridade de V_g é invertida, como mostrado)

(c) Transistor como chave

(d) MOSFET/IGBT como chave

1.5 TIPOS DE CIRCUITOS EM ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

Para o controle ou o condicionamento de energia elétrica, a conversão de potência elétrica de uma forma para outra é necessária e as características de chaveamento dos dispositivos de potência permitem essas conversões. Os conversores estáticos de energia realizam essas funções de conversão de potência. Um conversor pode ser considerado uma matriz de chaveamento. Os circuitos de eletrônica de potência podem ser classificados em seis tipos:

1. retificadores com diodos;
2. conversores CA-CC (retificadores controlados);
3. conversores CA-CA (controladores de tensão CA);
4. conversores CC-CC (*choppers*);
5. conversores CC-CA (inversores);
6. chaves estáticas.

Os dispositivos nos conversores a seguir são usados apenas para ilustrar os princípios básicos. A ação de chaveamento de um conversor pode ser realizada por mais de um dispositivo. A escolha de um dispositivo particular dependerá das exigências de tensão, corrente e velocidade do conversor.

Retificadores. Um circuito retificador com diodos converte tensão CA em uma tensão CC fixa e é mostrado na Figura 1.8. A tensão de entrada para o retificador poderia ser tanto monofásica quanto trifásica.

Conversores CA-CC. Um conversor monofásico com dois tiristores em comutação natural é mostrado na Figura 1.9. O valor médio da tensão de saída pode ser controlado variando-se o tempo de condução dos tiristores ou o atraso do ângulo de disparo, α. A entrada poderia ser uma fonte monofásica ou trifásica. Esses conversores são também conhecidos como *retificadores controlados*.

Conversores CA-CA. Esses conversores são usados para se obter uma tensão CA variável de saída a partir de uma fonte CA fixa; um conversor monofásico com um TRIAC é mostrado na Figura 1.10. A tensão de saída é controlada pela variação do tempo de condução do TRIAC ou do atraso do ângulo de disparo, α. Esses tipos de conversores são também conhecidos como *controladores de tensão CA*.

(a) Diagrama do circuito

(b) Formas de onda de tensão

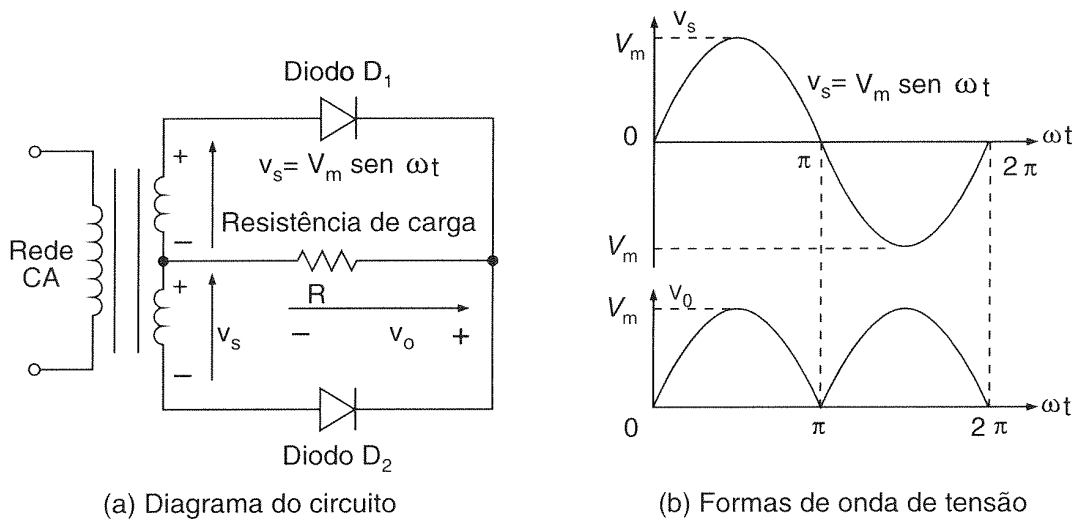



Figura 1.8

Circuito retificador monofásico.

(a) Diagrama do circuito

(b) Formas de onda de tensão

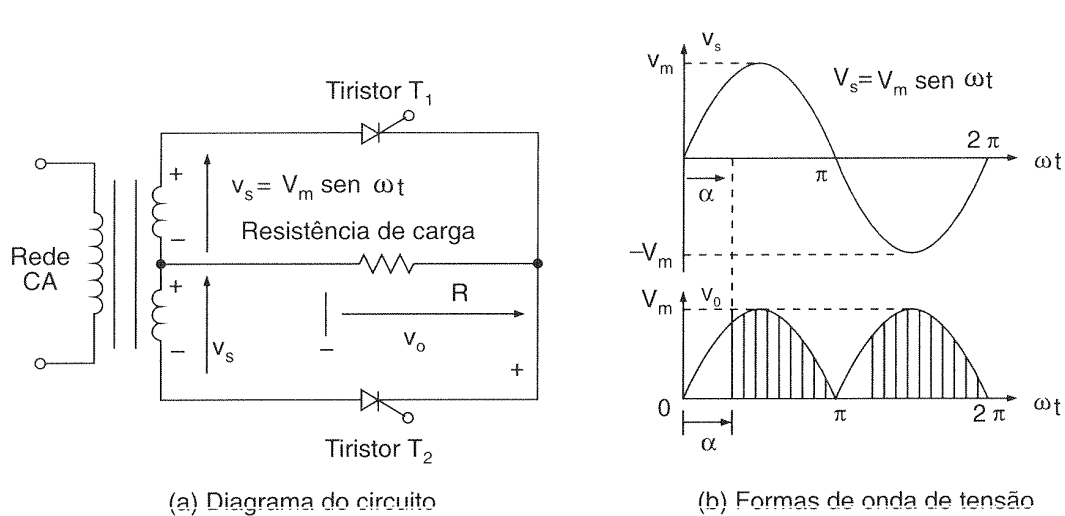
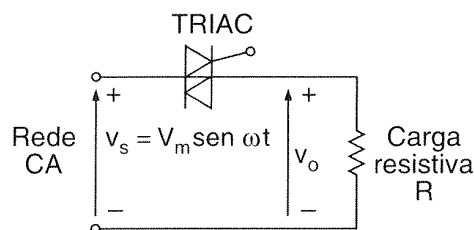
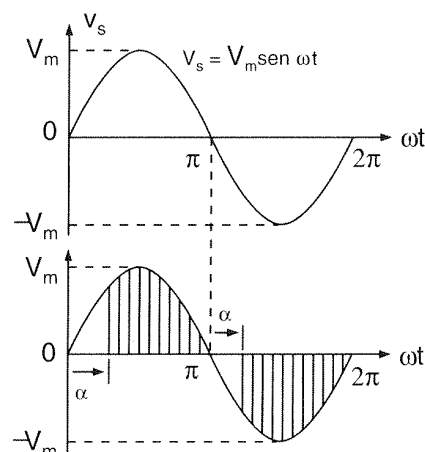



Figura 1.9

Conversor CA-CC monofásico.

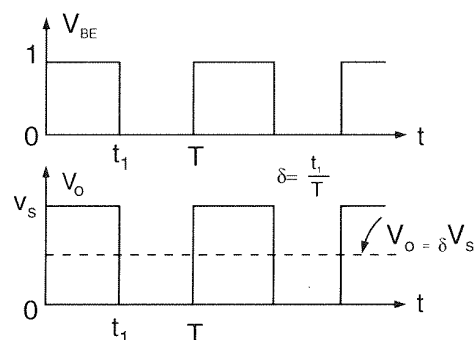
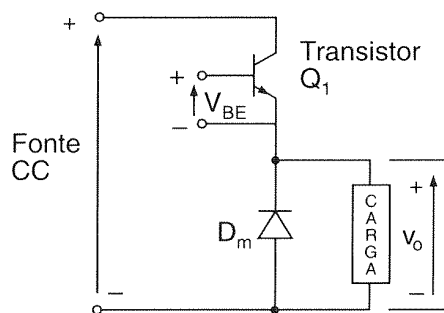
Conversores CC-CC. Um conversor CC-CC é também conhecido como um *chopper* ou *regulador chaveado;* um *chopper* com transistor é mostrado na Figura 1.11. A tensão média de saída é controlada pela variação do tempo de condução t, do transistor Q_1. Se T é o período de operação do *chopper*, então $t_1 = \delta T$. δ é chamado *ciclo de trabalho* do *chopper*.

Figura 1.10

Conversor CA-CA monofásico.

(a) Diagrama do circuito

(b) Formas de onda de tensão

Conversores CC-CA. Um conversor CC-CA é também conhecido como um *inversor*. Um inversor monofásico com transistor é mostrado na Figura 1.12. Se os transistores M_1 e M_2 conduzirem por meio período e M_3 e M_4 conduzirem na outra metade, a tensão de saída terá a forma alternada. A tensão de saída pode ser controlada pela variação do tempo de condução dos transistores.

Figura 1.11

Conversor CC-CC.

Chaves estáticas. Como os dispositivos de potência podem ser operados como chaves estáticas ou contatores, a alimentação para essas chaves pode ser tanto CA quanto CC e as chaves são chamadas *chaves estáticas CA* ou *chaves CC*.

(a) Diagrama do circuito

(b) Formas de onda de tensão

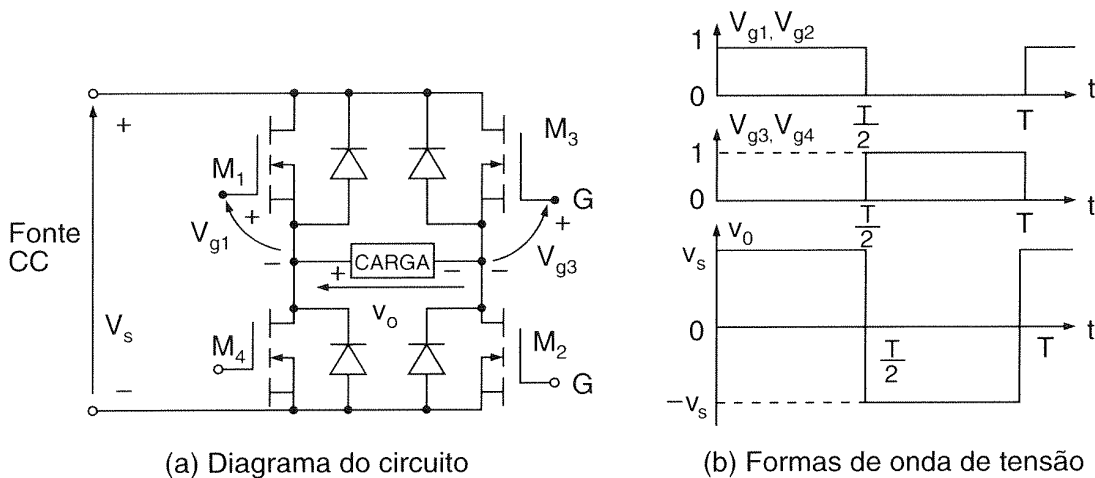



Figura 1.12

Conversor CC-CA monofásico.

1.6 PROJETO DE EQUIPAMENTOS DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

O projeto de equipamentos de eletrônica de potência pode ser dividido em quatro partes:

1. projeto dos circuitos de potência;
2. proteção dos dispositivos de potência;
3. determinação da estratégia de controle;
4. projetos dos circuitos lógico e de controle.

Nos capítulos a seguir, vários tipos de circuitos de eletrônica de potência são descritos e analisados. Na análise os dispositivos de potência são considerados chaves ideais, a menos que afirmado o contrário; e os efeitos da indutância de dispersão do circuito, de suas resistências e da indutância da fonte são desprezados. Os dispositivos de potência e circuitos práticos diferem dessas condições ideais e os projetos dos circuitos também são afetados. Entretanto, no estágio inicial do projeto, a análise simplificada do circuito é muito útil para se compreender a sua operação e se estabelecerem as características e a estratégia do controle.

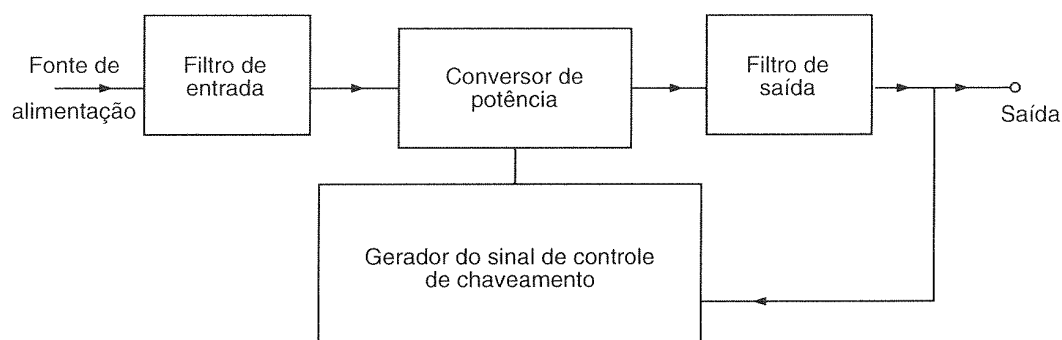
Antes da construção de um protótipo, o projetista deve investigar os efeitos dos parâmetros do circuito (e as imperfeições dos dispositivos), devendo, ainda, modificar o projeto se necessário. Apenas após a construção e o teste do protótipo é que o projetista pode confiar na validade do projeto e estimar, mais precisamente, os parâmetros do circuito (por exemplo, a indutância de dispersão).

1.7 EFEITOS PERIFÉRICOS

As operações dos conversores de potência são baseadas principalmente no chaveamento dos dispositivos semicondutores de potência; e como resultado os conversores introduzem correntes e tensões harmônicas no sistema de alimentação e na sua saída. Isso pode causar problemas de distorção da tensão de saída, geração de harmônicos no sistema de alimentação e interferência em circuitos de comunicação e sinalização. Normalmente é necessário introduzir filtros na entrada e na saída de um sistema conversor para reduzir o nível de harmônicos a uma amplitude aceitável. A Figura 1.13 mostra o diagrama em blocos de um conversor de potência genérico.

A aplicação da eletrônica de potência para alimentar cargas eletrônicas sensíveis apresenta um desafio na qualidade da energia a ser entregue, apresentando problemas e preocupações a serem resolvidos pelos pesquisadores. As grandezas de entrada e saída dos conversores podem ser tanto CA quanto CC. Fatores como a distorção harmônica total (do inglês *total harmonic distortion – THD*), fator de deslocamento (do inglês *displacement factor – HF*) e fator de potência na entrada (do inglês *input power factor – IPF*) são medidas da qualidade de uma forma de onda. Para determinar esses fatores, é necessário encontrar o conteúdo harmônico das formas de onda. Para avaliar a performance de um conversor, as correntes e tensões de entrada e saída deste são expressas na série de Fourier. A qualidade de um conversor de potência é julgada pela qualidade de suas formas de onda de tensão e corrente.

Figura 1.13

Sistema conversor de potência genérico.

A estratégia de controle para os conversores de potência tem um papel importante na geração de harmônicos e na distorção da forma de onda de saída e pode ser direcionada à minimização ou redução desses problemas. Os conversores de potência podem causar interferência em radiofreqüência devido à radiação eletromagnética, podendo os circuitos de controle gerar sinais errôneos. Esta interferência pode ser evitada pela *blindagem aterrada*.

1.8 MÓDULOS DE POTÊNCIA

Os dispositivos de potência são fornecidos como unidades simples ou em um módulo. Um conversor de potência sempre requer dois, quatro ou seis dispositivos, dependendo de sua topologia. Os módulos de potência com dois (em configuração meia-ponte, também chamado *dual*), quatro (em ponte completa) ou seis (trifásicos) são fornecidos para quase todos os tipos de dispositivos de potência. Os módulos oferecem as vantagens de perdas mais baixas em estado de condução, características de chaveamento de altas tensões e corrente e velocidade maiores que as dos dispositivos convencionais. Alguns módulos ainda incluem proteção contra transientes e ao circuito de excitação da porta ou do gatilho.

1.9 MÓDULOS INTELIGENTES

Os circuitos de excitação da porta são fornecidos comercialmente para excitar dispositivos individuais ou módulos. Os *módulos inteligentes*, que são o estado da arte em eletrônica de potência, integram o módulo de potência e o circuito periférico. O circuito periférico consiste de uma isolação entrada/saída e interface do sinal com o sistema de alta tensão, um circuito de excitação, um circuito de diagnóstico e proteção (contra excesso de corrente, curto-circuito, carga aberta, sobreaquecimento, excesso de tensão), controle por microcomputador e um controle da fonte de alimentação. Os usuários necessitam apenas conectar fontes de alimentação. Um módulo inteligente é também conhecido como *smart power*. Esses módulos estão sendo cada vez mais utilizados em eletrônica de potência. Alguns fabricantes de dispositivos e módulos são listados a seguir:

Advanced Power Technology
Brown Boveri
Fuji Electric/Collmer Semiconductor, Inc.
Harris Corp.
Hitachi Ltd.
International Rectifier
Marconi Electronic Devices, Inc.
Mitsubishi Electric
Motorola, Inc.
National Semiconductors, Inc.
Nihon International Electronics Corp.
Power Integrations, Inc.
Powerex, Inc.
PowerTech, Inc.
RCA Corp.
Semikron International
Siliconix, Inc.
Tokin, Inc.
Tokyo Denki
Toshiba Corp.
Unitrode Integrated Circuits
Westcode Semiconductors Ltd.

1.10 PERIÓDICOS E CONFERÊNCIAS DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

Há muitos periódicos e conferências profissionais nos quais os novos desenvolvimentos são publicados. Alguns deles são:

IEEE Transactions on Industrial Electronics

IEEE Transactions on Industry Applications

IEEE Transactions on Power Delivery

IEEE Transactions on Power Electronics

IEE Proceedings on Electric Power

Journal of Electrical Machinery and Power Systems

Applied Power Electronics Conference (APEC)

European Power Electronics Conference (EPEC)

IEEE Industrial Electronics Conference (IECON)

IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)

International Conference on Electrical Machines (ICEM)

International Power Electronics Conference (IPEC)

Power Conversion Intelligent Motion (PCIM)

Power Electronics Specialist Conference (PESC)

RESUMO

À medida que a tecnologia para dispositivos semicondutores de potência e circuitos integrados se desenvolve, o potencial para as aplicações da eletrônica de potência torna-se mais amplo. Já existem muitos dispositivos semicondutores de potência que são fornecidos comercialmente; entretanto, o desenvolvimento nesse sentido é contínuo. Os conversores de energia caem geralmente em seis categorias: (1) retificadores, (2) conversores CA-CC, (3) conversores CA-CA, (4) conversores CC-CC, (5) conversores CC-CA e (6) chaves estáticas. O projeto de circuitos de eletrônica de potência requer o desenvolvimento dos circuitos de potência e de controle. As tensões e correntes harmônicas geradas pelos conversores de energia são reduzidas (ou minimizadas) com uma escolha adequada da estratégia de controle.

REFERÊNCIAS

B. K. BOSE. *Modern Power Electronics: Evolution, Technology and Applications*. Nova Iorque: IEEE Press, 1992.

______________ . "Recent advances in power electronics." *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. PE7, n. 1, 1992, pp. 2-16.

B. R. PELLY. "Power semiconductor devices: a status review." *IEEE Industry Applications Society International Semiconductor Power Converter Conference*, 1982, pp. 1-19.

F. HARASHIMA. "State of the art on power electronics and electrical drives in Japan." *3rd IFAC Symposium on Control in Power Electronics and Electrical Drives*, Lausanne, Suíça, 1983, pp. 23-33.

GENERAL ELECTRIC. D. R. Grafham, F. B. Golden (eds.). *SCR Manual*. 6ª ed. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1982.

R. G. HOFT. "Historical review, present status and future prospects." *International Power Electronics Conference*, Tóquio, 1983, pp. 6-18.

______________ . *Semiconductor Power Electronics*. Nova Iorque: Van Nostrand Reinhold Company, Inc., 1986.

T. M. JAHNS. "Designing intelligent muscle into industrial motion control." *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. IE37, n. 5, 1990, pp. 329-41.

QUESTÕES DE REVISÃO

1.1 O que é eletrônica de potência?

1.2 Quais são os vários tipos de tiristores?

1.3 O que é circuito de comutação?

1.4 Quais são as condições para um tiristor conduzir?

1.5 Como um tiristor em condução pode ser desligado?

1.6 O que é comutação pela rede?

1.7 O que é comutação forçada?

1.8 Qual é a diferença entre um tiristor e um TRIAC?

1.9 Qual é a característica de controle de um GTO?

1.10 O que é o tempo de desligamento de um tiristor?

1.11 O que é um conversor?

1.12 Qual é o princípio da conversão CA-CC?

1.13 Qual é o princípio da conversão CA-CA?

1.14 Qual é o princípio da conversão CC-CC?

1.15 Qual é o princípio da conversão CC-CA?

1.16 Quais são as etapas envolvidas no projeto de equipamentos de eletrônica de potência?

1.17 Quais são os efeitos periféricos dos equipamentos de eletrônica de potência?

1.18 Quais são as diferenças nas características de controle dos GTOs e dos tiristores?

1.19 Quais são as diferenças nas características de controle dos transistores e dos tiristores?

1.20 Quais são as diferenças nas características de controle dos BJTs e dos MOSFETs?

1.21 Qual é a característica de controle de um IGBT?

1.22 Qual é a característica de controle de um MCT?

1.23 Qual é a característica de controle de um SIT?

1.24 Quais são as diferenças entre os BJTs e os IGBTs?

1.25 Quais são as diferenças entre os MCTs e os GTOs?

1.26 Quais são as diferenças entre os SITHs e os GTOs?

Capítulo 2

Diodos Semicondutores de Potência

2.1 INTRODUÇÃO

Os diodos semicondutores de potência têm um papel significativo nos circuitos de eletrônica de potência. Um diodo age como uma chave para realizar várias funções, tais como: chaves em retificadores, comutação em reguladores chaveados, inversão de carga em capacitores e transferência de energia entre componentes, isolação de tensão, realimentação de energia da carga para a fonte de alimentação e recuperação da energia armazenada.

Os diodos de potência podem ser considerados chaves ideais na maioria das aplicações, mas os diodos práticos diferem das características ideais e têm certas limitações. Os diodos de potência são similares aos diodos de sinal de junção *pn*. Entretanto, os diodos de potência têm maiores capacidades de potência, tensão e corrente que os diodos comuns de sinal. A resposta em freqüência (ou velocidade de chaveamento) é baixa se comparada à dos diodos de sinal.

2.2 CURVAS CARACTERÍSTICAS DOS DIODOS

Um diodo de potência é um dispositivo de junção *pn* de dois terminais, e esta junção é normalmente formada por fusão, difusão e crescimento epitaxial. As técnicas de controle modernas em difusão e processos epitaxiais permitem obter as características desejadas do dispositivo. A Figura 2.1 mostra uma vista transversal de uma junção *pn* e o símbolo de um diodo.

Figura 2.1

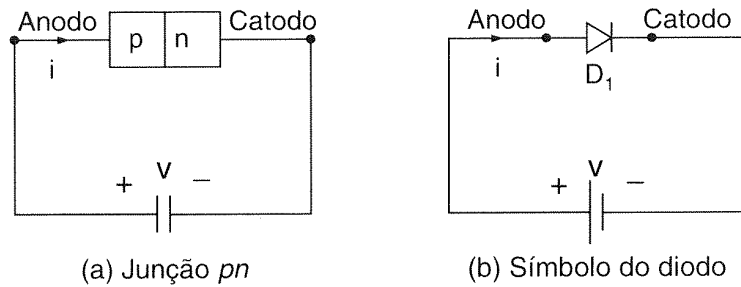
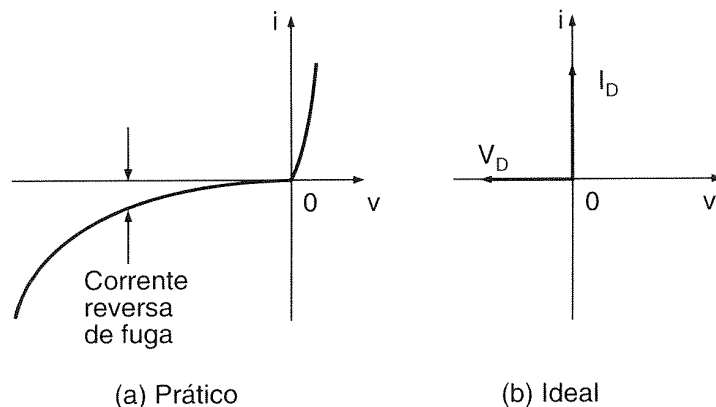
Junção *pn* e símbolo de um diodo.

Quando o potencial de anodo é positivo em relação ao catodo, diz-se que o diodo está diretamente polarizado e conduz. Um diodo em condução tem uma queda de tensão no sentido direto relativamente pequena sobre ele; e a amplitude dessa queda depende do processo de fabricação e da temperatura da junção. Quando o potencial de catodo é positivo em relação ao anodo, o diodo está reversamente polarizado. Sob condições de polarização reversa, uma pequena corrente reversa (também conhecida como *corrente de fuga*, do inglês *leakage current*) na faixa de micro a miliampères flui e esta corrente de fuga aumenta lentamente em amplitude com a tensão reversa até que a tensão de avalanche, ou tensão Zener, é atingida. A Figura 2.2a mostra as curvas características *v–i* em regime permanente de um diodo. Para a maioria dos propósitos práticos, um diodo pode ser considerado uma chave ideal, cujas curvas características são mostradas na Figura 2.2b.

Figura 2.2

Curva característica *v–i* de um diodo.

As curvas características *v–i* mostradas na Figura 2.2a podem ser expressas pela equação conhecida como *equação do diodo Schockley*, que é dada por

$$I_D = I_S(e^{V_D/nV_T} - 1) \tag{2.1}$$

em que I_D = corrente através do diodo, em A

V_D = tensão do diodo, com o anodo positivo em relação ao catodo, em V

I_S = corrente de fuga (ou de saturação reversa), tipicamente na faixa de 10^{-6} a 10^{-15} A

n = constante empírica conhecida como *coeficiente de emissão* ou *fator de idealidade*, cujo valor varia de 1 a 2.

O coeficiente de emissão n depende do material e da construção física do diodo. Para diodos de germânio, n é considerado como 1. Para diodos de silício, a expectativa do valor de n é de 2, mas para a maioria dos diodos práticos, o valor de n está na faixa de 1,1 a 1,8.

V_T na Eq. (2.1) é uma constante chamada *tensão térmica* (do inglês *thermal voltage*) e é dada por

$$V_T = \frac{kT}{q} \tag{2.2}$$

em que q = carga do elétron: $1{,}6022 \times 10^{-19}$ coulomb (C)

T = temperatura absoluta em kelvin (K = 273 + °C)

k = constante de Boltzmann: $1{,}3806 \times 10^{-23}$ J/K

Na temperatura da junção de 25°C, a Eq. (2.2) dá

$$V_T = \frac{kT}{q} = \frac{1{,}3806 \times 10^{-23} \times (273 + 25)}{1{,}6022 \times 10^{-19}} \approx 25{,}8\,\text{mV}$$

A uma temperatura específica, a corrente de fuga I_s é uma constante para um dado diodo. As curvas características do diodo da Figura 2.2a podem ser divididas em três regiões: região de polarização direta, onde $V_D > 0$; região de polarização reversa, onde $V_D < 0$; região de ruptura reversa, onde $VD < -V_{ZK}$.

Região de polarização direta. Na região de polarização direta, $V_D > 0$. A corrente do diodo I_D será muito pequena se a tensão do diodo V_D for menor que um valor específico V_{TD} (tipicamente 0,7 V). O diodo conduzirá plenamente se V_D for maior que esse valor V_{TD}, que é referido como *tensão de limiar* (do inglês *threshold voltage*) ou *tensão de corte* (do inglês *cut-in voltage*) ou *tensão de ligamento* (do inglês *turn-on voltage*). Assim, a tensão de limiar é aquela na qual o diodo conduz completamente.

Considerar uma pequena tensão no diodo $V_D = 0{,}1$ V, $n = 1$ e $V_T = 25{,}8$ mV. A partir da Eq. (2.1) pode-se encontrar a corrente correspondente do diodo I_D como

$$I_D = I_s(e^{V_D/nV_T} - 1) = I_s(e^{0,1/(1 \times 0,0258)} - 1) = I_s(48,23 - 1)$$

$$\approx 48,23 I_s \text{ com um erro de } 2,1\%$$

Portanto, para $V_D > 0,1$ V, que é normalmente o caso, $I_D >> I_s$, e a Eq. (2.1) pode ser aproximada com um erro de 2,1% para

$$I_D = I_s(e^{V_D/nV_T} - 1) \approx I_s e^{V_D/nV_T} \tag{2.3}$$

Região de polarização reversa. Na região de polarização reversa, $V_D < 0$. Se V_D é negativo e $|V_D| >> V_T$, que ocorre para $V_D < -0,1$, o termo exponencial na Eq. (2.1) torna-se insignificante ou muito pequeno quando comparado com a unidade, e a corrente do diodo I_D torna-se

$$I_D = I_s(e^{-|V_D|/nV_T} - 1) \approx -I_s \tag{2.4}$$

que indica que a corrente do diodo I_D no sentido reverso é constante e igual a I_s.

Região de ruptura reversa. Na região de ruptura reversa (do inglês *breakdown region*) a tensão reversa é muito alta, normalmente maior que 1000 V. A amplitude da tensão reversa excede uma tensão específica, conhecida como *tensão de ruptura reversa* (do inglês *breakdown voltage* – V_{BR}). A corrente reversa aumenta rapidamente com uma pequena variação na tensão reversa além de V_{BR}. A operação na região de ruptura reversa não será destrutiva se a dissipação de potência estiver dentro de um "nível seguro", que é especificado pelas folhas de dados do fabricante. Entretanto, é sempre necessário limitar a corrente reversa na região de ruptura reversa para limitar a dissipação de potência a um valor permissível.

Exemplo 2.1

A queda de tensão direta de um diodo de potência é $V_D = 1,2$ V a $I_D = 300$ A. Supondo que $n = 2$ e $V_T = 25,8$ mV, encontrar a corrente de saturação I_s.

Solução: Aplicando a Eq. (2.1), pode-se encontrar a corrente de fuga (ou de saturação) I_s de

$$300 = I_s\,[e^{1,2/(2 \times 25,8 \times 10^{-3})} - 1]$$

que dá $I_s = 2,38371 \times 10^{-8}$ A.

2.3 CURVAS CARACTERÍSTICAS DA RECUPERAÇÃO REVERSA

A corrente na junção diretamente polarizada do diodo deve-se ao efeito dos portadores majoritários e minoritários. Uma vez que o diodo esteja no modo de condução direta e então sua corrente direta seja reduzida a zero (em função do comportamento natural do circuito do diodo ou pela aplicação de tensão reversa), o diodo continua conduzindo devido aos portadores minoritários que permanecem armazenados na junção *pn* e no material semicondutor propriamente dito. Os portadores minoritários requerem um certo tempo para recombinar com as cargas opostas e ser neutralizados. Esse tempo é chamado *tempo de recuperação reversa* (do inglês *reverse recovery time*) do diodo. A Figura 2.3 mostra duas curvas características de recuperação reversa de diodos de junção. O tipo de recuperação suave (do inglês *soft-recovery*) é mais comum. O tempo de recuperação reversa é denotado por t_{rr} e é medido a partir do cruzamento inicial com o zero da corrente do diodo até 25% da corrente reversa máxima (ou de pico), I_{RR}. O t_{rr} consiste de dois componentes, t_a e t_b. O t_a deve-se ao armazenamento de cargas na região de depleção da junção e representa o tempo entre o cruzamento com o zero e o pico da corrente reversa, I_{RR}. O t_b deve-se ao armazenamento de cargas no material semicondutor. A relação t_b/t_a é conhecida como *fator de suavidade* (do inglês *softness factor – SF*). Para propósitos práticos, é necessário relacionar o tempo de recuperação reversa t_{rr} e o valor de pico da corrente reversa I_{RR}.

$$t_{rr} = t_a + t_b \tag{2.5}$$

O pico da corrente reversa pode ser expresso na di/dt reversa como

$$I_{RR} = t_a \frac{di}{dt} \tag{2.6}$$

(a) Recuperação suave

(b) Recuperação abrupta

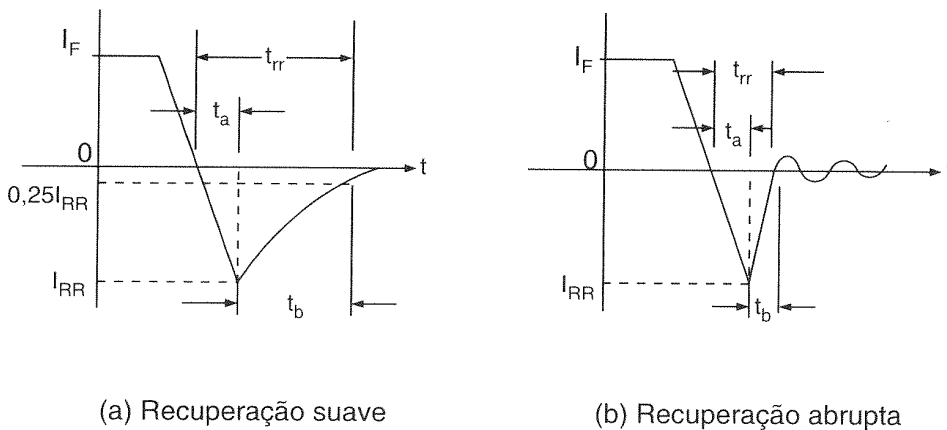



Figura 2.3

Curvas características da recuperação reversa.

O *tempo de recuperação reversa* t_{rr} pode ser definido como o intervalo de tempo entre o instante em que a corrente passa pelo zero, durante a mudança da condição de condução direta para o bloqueio reverso, e o momento em que a corrente reversa já caiu a 25% do seu valor de pico I_{RR}.. O t_{rr} é dependente da temperatura da junção, da taxa de decaimento da corrente direta e da corrente direta antes da comutação.

A *carga de recuperação reversa* Q_{RR} é a quantidade de portadores de cargas que fluem através do diodo no sentido reverso devido à mudança na condição de condução direta para bloqueio reverso. Seu valor é determinado a partir da área abrangida pelo caminho da corrente de recuperação reversa.

A carga armazenada, que é a área abrangida pelo caminho da corrente de recuperação, é aproximadamente

$$Q_{RR} \cong \frac{1}{2} I_{RR}\, t_a + \frac{1}{2} I_{RR}\, t_b = \frac{1}{2} I_{RR}\, t_{rr} \tag{2.7}$$

ou

$$I_{RR} = \frac{2Q_{RR}}{t_{rr}} \tag{2.8}$$

Substituindo a Eq. (2.6) na Eq. (2.8), obtém-se

$$t_{rr}\, t_a = \frac{2Q_{RR}}{di/dt} \tag{2.9}$$

Se t_b for desprezível, quando comparado a t_a, o que normalmente é o caso, $t_{rr} \approx t_a$, a Eq. (2.9) torna-se

$$t_r \approx \sqrt{\frac{2Q_{RR}}{di/dt}} \tag{2.10}$$

e

$$I_{RR} = \sqrt{2Q_{RR}\, \frac{di}{dt}} \tag{2.11}$$

Pode-se notar a partir das equações (2.10) e (2.11) que o tempo de recuperação reversa t_{rr} e o pico reverso da corrente de recuperação I_{RR} dependem da carga armazenada Q_{RR} e do di/dt reverso (ou reaplicado). A carga armazenada é dependente da corrente direta

do diodo I_F. O pico da corrente de recuperação reversa I_{RR}, a carga reversa Q_{RR} e o fator de suavidade são todos de interesse do projetista do circuito, sendo esses parâmetros normalmente incluídos nas folhas de especificações dos diodos.

Se um diodo estiver na condição de polarização reversa, uma corrente de fuga fluirá devido aos portadores minoritários. A aplicação de tensão direta forçaria o diodo a conduzir corrente no sentido direto. Entretanto, é necessário um certo tempo, conhecido como *tempo de recuperação direta* ou *tempo de ligamento* (do inglês *forward recovery time* ou *turn-on time*), antes que todos os portadores majoritários, distribuídos por toda a junção, possam contribuir para o fluxo da corrente. Se a taxa de crescimento da corrente direta é elevada e a própria corrente direta está concentrada em uma pequena área da junção, o diodo pode falhar. Assim, o tempo de recuperação direta limita a taxa de crescimento da corrente direta e a velocidade de chaveamento.

Exemplo 2.2

O tempo de recuperação reversa de um diodo é $t_{rr} = 3$ μs e a taxa de decaimento da corrente do diodo é $di/dt = 30$ A/μs. Determinar (a) a carga armazenada Q_{RR} e (b) a corrente reversa de pico I_{RR}.

Solução: $t_{rr} = 3$ μs e $di/dt = 30$ A/μs.

(a) A partir da Eq. (2.10),

$$Q_{RR} = \frac{1}{2}\frac{di}{dt}t_{rr}^2 = 0{,}5 \times 30\ \text{A}/\mu\text{s} \times (3 \times 10^{-6})^2 = 135\ \mu\text{C}$$

(b) A partir da Eq. (2.11),

$$I_{RR} = \sqrt{2Q_{RR}\frac{di}{dt}} = \sqrt{2 \times 135 \times 10^{-6} \times 30 \times 10^{-6}} = 90\ \text{A}$$

2.4 TIPOS DE DIODOS DE POTÊNCIA

Idealmente um diodo não deve ter tempo de recuperação reversa. Entretanto, o custo de fabricação de tal diodo aumentará. Em muitas aplicações, os efeitos do tempo de recuperação reversa não serão significativos e diodos mais baratos poderão ser utilizados. Dependendo das características de recuperação e das técnicas de fabricação, os diodos de potência podem ser classificados em três categorias: diodos padrão ou genéricos, diodos de recuperação rápida e diodos Schottky. As características e limitações práticas de cada tipo restringem suas aplicações.

2.4.1 Diodos Genéricos

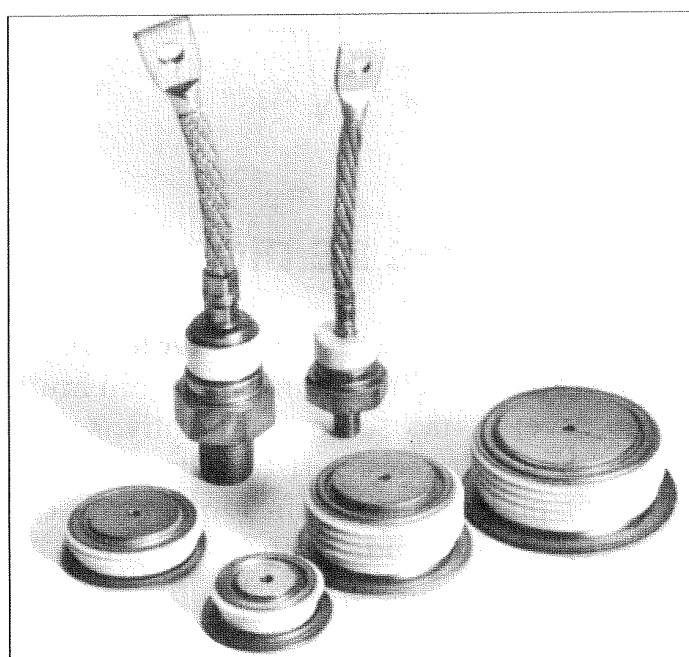
Os diodos retificadores genéricos têm tempo de recuperação reversa relativamente alto, em geral 25 μs, e são utilizados em aplicações de baixa velocidade, em que o tempo de recuperação reversa não é crítico (por exemplo, aplicações em retificadores e conversores com diodos para uma baixa freqüência de entrada de até 1 kHz e conversores comutados pela rede). Esses diodos cobrem faixas de correntes de menos de 1 A a vários milhares de ampères, com faixas de tensões de 50 V a aproximadamente 5 kV. Esses diodos são geralmente fabricados por difusão. Entretanto, tipos de retificadores de junção fundida, utilizados em fontes de alimentação de máquinas de solda, são mais baratos e robustos e suas especificações podem ir até a 300 A e 1000 V.

2.4.2 Diodos de Recuperação Rápida

Os diodos de recuperação rápida têm tempo de recuperação baixo, normalmente menor que 5 μs. Eles são usados em circuitos conversores de CC-CC e CC-CA, em que a velocidade de recuperação é sempre de importância crítica. Esses diodos cobrem faixas de correntes de menos de 1 A a centenas de ampères, com especificações de tensões de 50 V a aproximadamente 3 kV.

Para especificações de tensões acima de 400 V, os diodos de recuperação rápida são feitos por difusão e o tempo de recuperação reversa é controlado pela difusão de platina ou ouro. Para especificações de tensões abaixo de 400 V, os diodos epitaxiais fornecem velocidades de chaveamento mais rápidas que as dos diodos difundidos. Os diodos epitaxiais têm uma largura de base estreita, resultando em um tempo de recuperação rápido, na ordem de 50 μs. Diodos de recuperação rápida de vários tamanhos são mostrados na Figura 2.4.

Figura 2.4

Diodos de recuperação rápida (cortesia da Powerex, Inc.).

2.4.3 Diodos Schottky

O problema do armazenamento de cargas em uma junção *pn* pode ser eliminado (ou minimizado) em um diodo Schottky. Isto é obtido fazendo-se uma "barreira de potencial" com um contato entre um metal e um semicondutor. Uma camada de metal é depositada em uma fina camada epitaxial de silício do tipo *n*. A barreira de potencial simula o comportamento da junção *pn*. A ação de retificação depende apenas dos portadores majoritários, e como resultado não há portadores minoritários em excesso para se recombinarem. O efeito de recuperação deve-se unicamente à capacitância própria da junção semicondutora.

A carga recuperada do diodo Schottky é muito menor do que a de um diodo de junção *pn* equivalente. Visto que ela se deve apenas à capacitância da junção, é bastante independente do di/dt reverso. Um diodo Schottky tem uma queda de tensão no sentido direto relativamente baixa.

A corrente de fuga de um diodo Schottky é maior que a de um diodo de junção *pn*. Um diodo Schottky com tensão de condução relativamente baixa tem corrente de fuga relativamente alta e vice-versa. Como resultado, sua máxima tensão disponível é geralmente limitada a 100 V. As especificações de corrente dos diodos Schottky variam de 1 a 300 A. Os diodos Schottky são ideais para fontes de alimentação CC de altas correntes e baixas tensões. Entretanto, eles também são utilizados em fontes de alimentação de baixa corrente para aumentar sua eficiência. Retificadores Schottky duais de 20 e 30 A são mostrados na Figura 2.5.

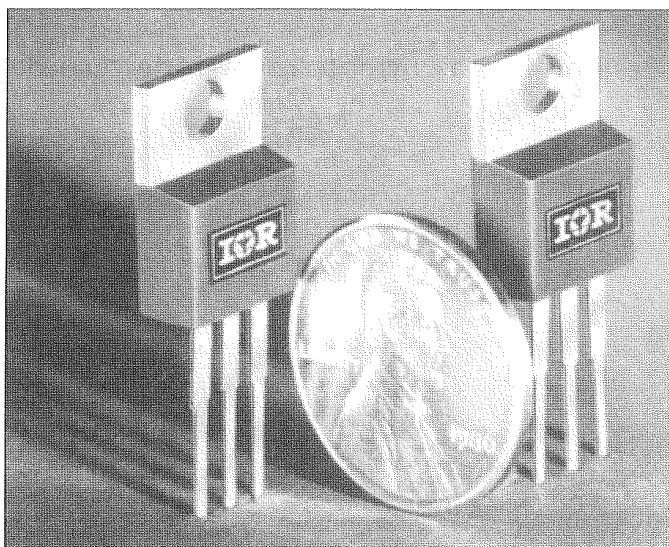



Figura 2.5

Retificadores Schottky duais de 20 e 30 A (cortesia da International Rectifier).

2.5 EFEITOS DOS TEMPOS DE RECUPERAÇÃO DIRETO E REVERSO

A importância desses parâmetros pode ser explicada pela Figura 2.6a. Se a chave CH for ligada em $t = 0$ e permanecer ligada por um tempo grande o suficiente, uma corrente de regime permanente de $I_0 = V_s/R$ fluirá através da carga e o diodo de comutação D_m será polarizado reversamente. Se a chave for desligada em $t = t_1$, o diodo D_m conduzirá e uma corrente circulará através de D_m. Agora, se a chave for ligada novamente em $t = t_2$, o diodo D_m comportará um curto-circuito. A taxa de crescimento da corrente direta da chave (e diodo D_1) e a taxa de decaimento da corrente direta do diodo D_m seriam muito elevadas, tendendo para infinito. De acordo com a Eq. (2.11), o pico da corrente reversa do diodo D_m poderia ser muito alto e os diodos D_1 e D_m poderiam ser danificados. A Figura 2.6b mostra as várias formas de onda para as correntes dos diodos. Esse problema é normalmente superado pela conexão de um indutor de limitação de di/dt, L_s, como mostrado na Figura 2.7a. Os diodos práticos requerem um certo tempo de entrada em condução, antes que toda a área da junção se torne condutiva, e o di/dt deve ser mantido baixo para se alcançar o limite de tempo de ligamento. Esse tempo é também conhecido como *tempo de recuperação direta*, t_{rf} (do inglês *forward recovery time*).

A taxa de crescimento da corrente através do diodo D_1, que deve ser a mesma que a de decaimento da corrente através do diodo D_m, é

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_s}{L_s} \tag{2.12}$$

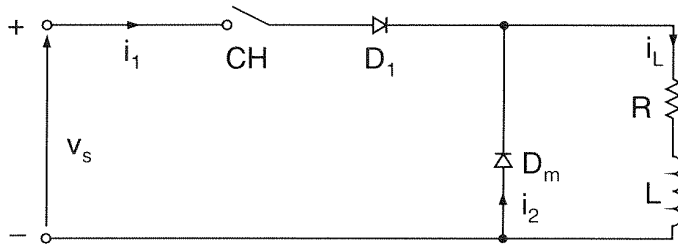
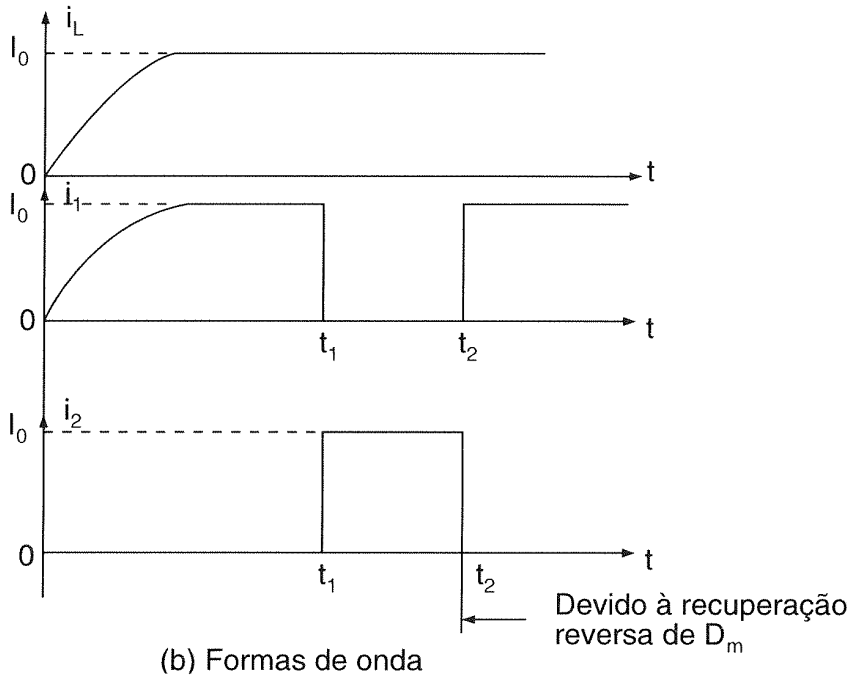
Se t_{rr} é o tempo de recuperação reversa de D_m, a corrente reversa de pico de D_m é

$$I_{RR} = t_{rr}\frac{di}{dt} = \frac{t_{rr}V_s}{L_s} \tag{2.13}$$

e a corrente de pico através do indutor L_s seria

$$I_p = I_0 + I_{RR} \quad I_0 + t_{rr}\frac{t_{rr}V_s}{L_s} \tag{2.14}$$

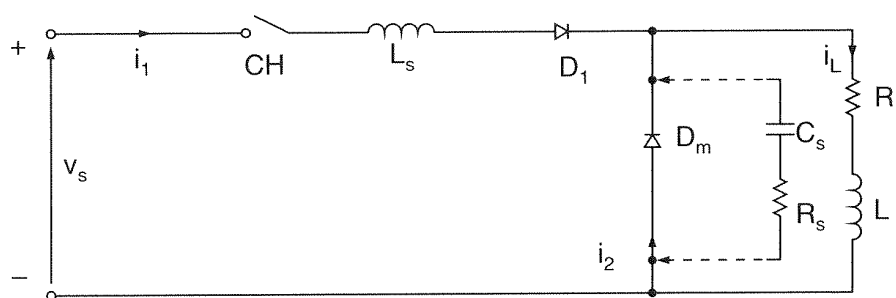
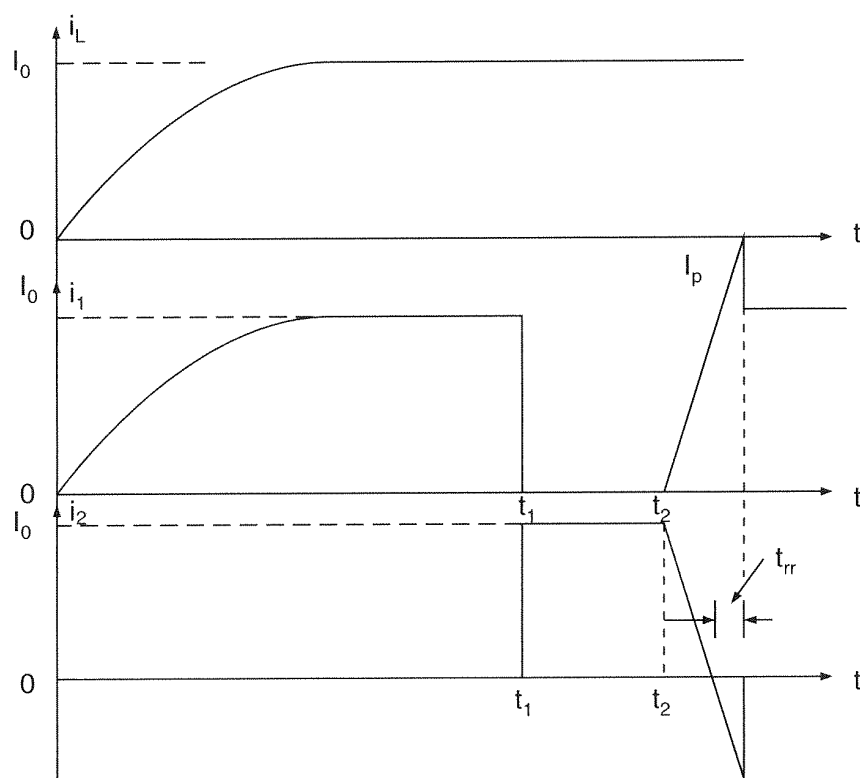
Figura 2.6

Circuito *chopper* sem indutor de limitação de di/dt.

Quando a corrente do indutor se torna L_p, o diodo D_m desliga-se subitamente (assumindo recuperação abrupta) e interrompe o caminho do fluxo de corrente. Devido à carga altamente indutiva, a corrente de carga não pode mudar subitamente de I_0 para I_p. A energia armazenada em excesso em L_s induziria uma tensão reversa elevada em D_m e isto poderia danificá-lo. O excesso de energia armazenada como resultado do tempo de recuperação reversa é encontrado a partir de

$$W_R = \frac{1}{2} L_S \left[(I_0 + I_{RR})^2 - I_0^2\right] \tag{2.15}$$

$$W_R = \frac{1}{2} L_S \left[\left(I_0 + \frac{t_{rr} V_s}{L_s}\right)^2 - I_0^2\right] \tag{2.16}$$

Figura 2.7

Circuito *chopper* com indutor de limitação de di/dt.

(a) Diagrama do circuito

(b) Formas de onda

As formas de onda para as várias correntes são mostradas na Figura 2.7b. Essa energia em excesso pode ser transferida do indutor L_s para um capacitor C_s conectado através do diodo D_m. O valor de C_s pode ser determinado a partir de

$$\frac{1}{2} C_s V_c^2 = W_R$$

ou

$$C_s = \frac{2W_R}{V_c^2} \tag{2.17}$$

em que V_c é a tensão reversa permissível do diodo.

Um resistor R_S, que é mostrado na Figura 2.7a por linhas pontilhadas, é conectado em série com o capacitor para amortecer quaisquer oscilações transitórias. A Eq. (2.17) é uma aproximação e não leva em consideração os efeitos de L_S e R_S durante os transitórios para a transferência de energia.

2.6 DIODOS CONECTADOS EM SÉRIE

Em muitas aplicações de alta tensão (por exemplo, linhas de transmissão de corrente contínua em alta tensão – do inglês *high voltage direct current – HVDC*), um diodo fornecido comercialmente pode não oferecer a especificação de tensão necessária, e os diodos são conectados em série para aumentar a capacidade de bloqueio reverso.

Vamos considerar dois diodos conectados em série, como mostrado na Figura 2.8a. Na prática, as curvas características *v–i* para diodos do mesmo tipo diferem devido às tolerâncias no seu processo de fabricação. A Figura 2.11b mostra duas curvas características *v–i* para tais diodos. Na condição de polarização direta, ambos os diodos conduzem a mesma quantidade de corrente e a queda de tensão direta de cada diodo seria quase igual. Entretanto, na condição de bloqueio reverso, cada diodo tem de conduzir a mesma corrente de fuga e como resultado as tensões de bloqueio diferirão significativamente.

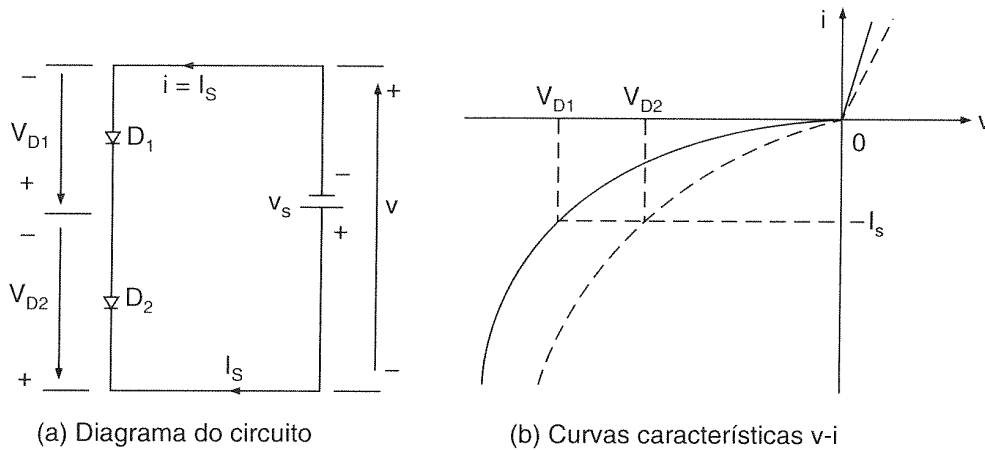



Figura 2.8

Dois diodos conectados em série com polarização reversa.

Uma solução simples para esse problema, como mostrado na Figura 2.9a, consiste em forçar uma divisão de tensão igual através da conexão de um resistor em cada diodo. Devido à divisão igual de tensão, a corrente de fuga de cada diodo seria diferente, e isto é mostrado na Figura 2.9b. Como a corrente de fuga total tem de ser dividida por um diodo e seu resistor,

$$I_S = I_{s1} + I_{R1} = I_{s2} + I_{R2} \tag{2.18}$$

Mas $I_{R1} = V_{D1}/R_1$ e $I_{R2} = V_{D2}/R_2 = V_{D1}/R_2$. A Eq. (2.18) dá a relação entre R_1 e R_2 para a divisão igual de tensão, como

$$I_{s1} + \frac{V_{D1}}{R_1} = L_{s2} + \frac{V_{D1}}{R2} \tag{2.19}$$

Se as resistências são iguais, $R = R_1 = R_2$ e as duas tensões dos diodos seriam ligeiramente diferentes, dependendo das dissimilaridades das duas curvas características *v–i*.

Os valores de V_{D1} e V_{D2} podem ser determinados a partir das Eqs. (2.20) e (2.21):

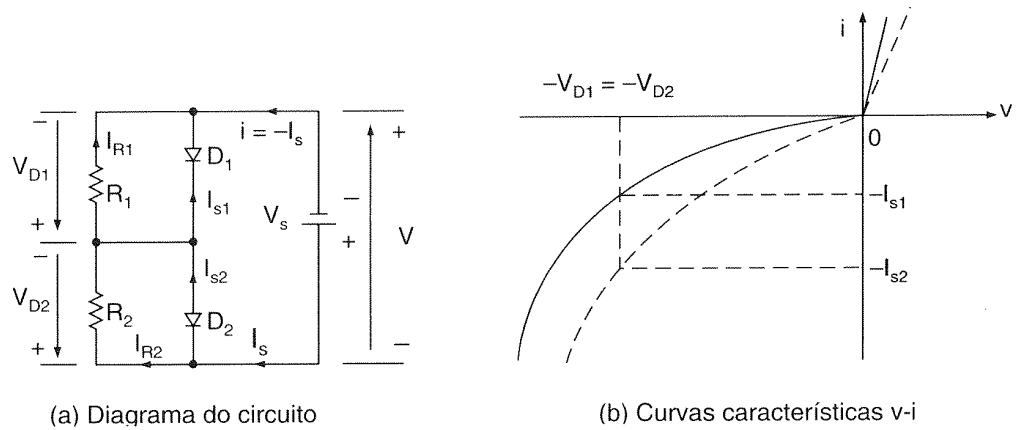
$$I_{s1} + \frac{V_{D1}}{R} = I_{s2} + \frac{V_{D2}}{R} \tag{2.20}$$

$$V_{D1} + V_{D2} = V_s \tag{2.21}$$

Figura 2.9

Diodos conectados em série com as curvas características de divisão de tensão de regime permanente.

(a) Diagrama do circuito

(b) Curvas características v-i

As divisões de tensão sob condições transitórias (por exemplo, devido ao chaveamento de cargas, as aplicações iniciais da tensão de entrada) são conseguidas pela conexão de capacitores através de cada diodo, o que é mostrado na Figura 2.10. R_s limita a taxa de crescimento da tensão de bloqueio.

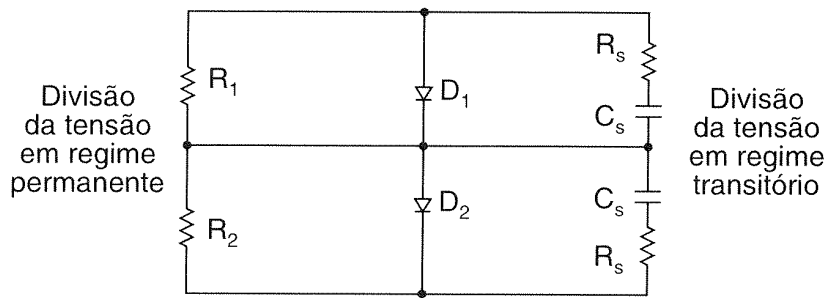



Figura 2.10

Diodos conectados em série com redes de divisão de tensão, sob condições de regimes permanente e transitório.

2.7 DIODOS CONECTADOS EM PARALELO

Em muitas aplicações de alta potência, os diodos são conectados em paralelo para aumentar a capacidade de condução de corrente e alcançar as exigências desejadas de corrente. A divisão de corrente dos diodos estaria de acordo com suas respectivas quedas de tensões diretas. A divisão uniforme de corrente poderia ser obtida fornecendo-se indutâncias iguais (por exemplo, nos terminais) ou pela conexão de resistores de divisão de corrente (que podem não ser práticos devido às suas perdas de potência); isto é ilustrado na Figura 2.11. É possível minimizar esse problema selecionando diodos com quedas de tensões iguais ou diodos do mesmo tipo. Como os diodos estão conectados em paralelo, as tensões de bloqueio reversas de cada diodo seriam as mesmas.

Os resistores da Figura 2.11a auxiliarão na divisão de corrente sob condições de regime permanente. A divisão de corrente sob condições dinâmicas pode ser alcançada pela conexão de indutores acoplados, como mostrado na Figura 2.11b. Se a corrente através do diodo D_1 aumentar, a queda de tensão $L\ di/dt$ sobre L_1 também aumenta e uma tensão correspondente de polaridade oposta é induzida sobre o indutor L_2. O resultado é um caminho de baixa impedância através do diodo D_2, para o qual a corrente é deslocada. Os indutores gerariam picos de tensão, podendo eles ser caros e volumosos, especialmente em correntes elevadas.

(a) Regime permanente

(b) Divisão dinâmica

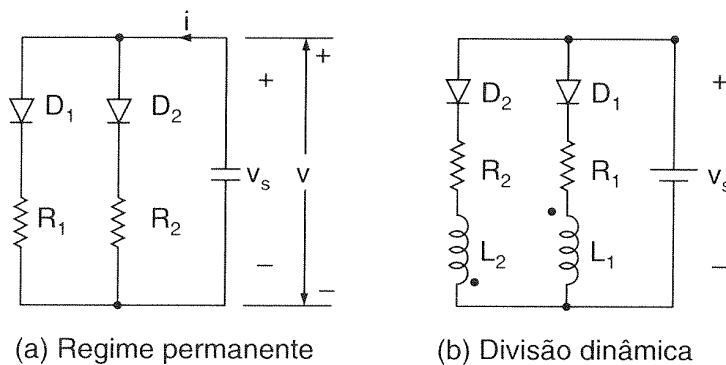



Figura 2.11

Diodos conectados em paralelo.

2.8 MODELAMENTO EM SPICE DE DIODOS

O modelamento em SPICE[1] de um diodo é mostrado na Figura 2.12b. A corrente do diodo I_D, que depende de sua tensão, é representada por uma fonte de corrente. R_s é a resistência em série e se deve à resistência do semicondutor. R_s, também conhecida como *resistência do material* (do inglês *bulk resistance*), é dependente da quantidade de dopagem. Os modelamentos de pequeno sinal e estático, gerados pelo SPICE, são mostrados na Figura 2.12c e d, respectivamente. C_d é uma função não-linear da tensão do diodo v_D e é igual a $C_d = dq_d/dv_D$, em que q_d é a carga da camada de depleção. O SPICE gera os parâmetros de pequeno sinal a partir do ponto de operação.

A sintaxe do modelamento SPICE de um diodo tem a forma geral

```
.MODEL DNAME  D (P1=V1 P2=V2 P3=V3 ........ PN=VN)
```

DNAME é o nome do modelamento e que pode começar com qualquer caracter; mas o seu tamanho é normalmente limitado a uma palavra de oito caracteres. D é o símbolo típico para diodos. P1, P2, ... e V1, V2, ... são os parâmetros do modelamento e seus valores, respectivamente.

Exemplo 2.3

Dois diodos são conectados em série, como mostrado na Figura 2.9a, para dividir uma tensão total de $V_D = 5$ kV. As correntes de fuga reversas dos dois diodos são $I_{s1} = 30$ mA e $I_{s2} = 35$ mA. (a) Encontrar as tensões dos diodos se as resistências de divisão de tensão forem iguais a $R_1 = R_2 = R = 100\,\text{k}\Omega$. (b) Encontrar as resistências de divisão de tensão R_1 e R_2 se as tensões dos diodos forem iguais a $V_{D1} = V_{D2} = V_D/2$. (c) Usar o PSpice para conferir seus resultados da letra (a). Os parâmetros do modelamento PSpice dos diodos são: BV = 3 KV e IS = 30 mA para o diodo D_1 e IS = 35 mA para o diodo D_2.

Solução: (a) $I_{s1} = 30$ mA, $I_{s2} = 35$ mA e $R_1 = R_2 = R = 100\,\text{k}\Omega$. $V_D = V_{D1} + V_{D2}$ ou $V_{D2} = V_D - V_{D1}$. A partir da Eq. (2.19),

$$I_{s1} + \frac{V_{D1}}{R} = I_{s2} + \frac{V_{D2}}{R}$$

Substituindo $V_{D2} = V_D - V_{D1}$ e resolvendo para a tensão do diodo D_1, obtém-se

1 N. T.: SPICE é um programa de computador para modelamento, análises e simulações de circuitos elétricos e eletrônicos, produzidos pela Microsim (EUA).

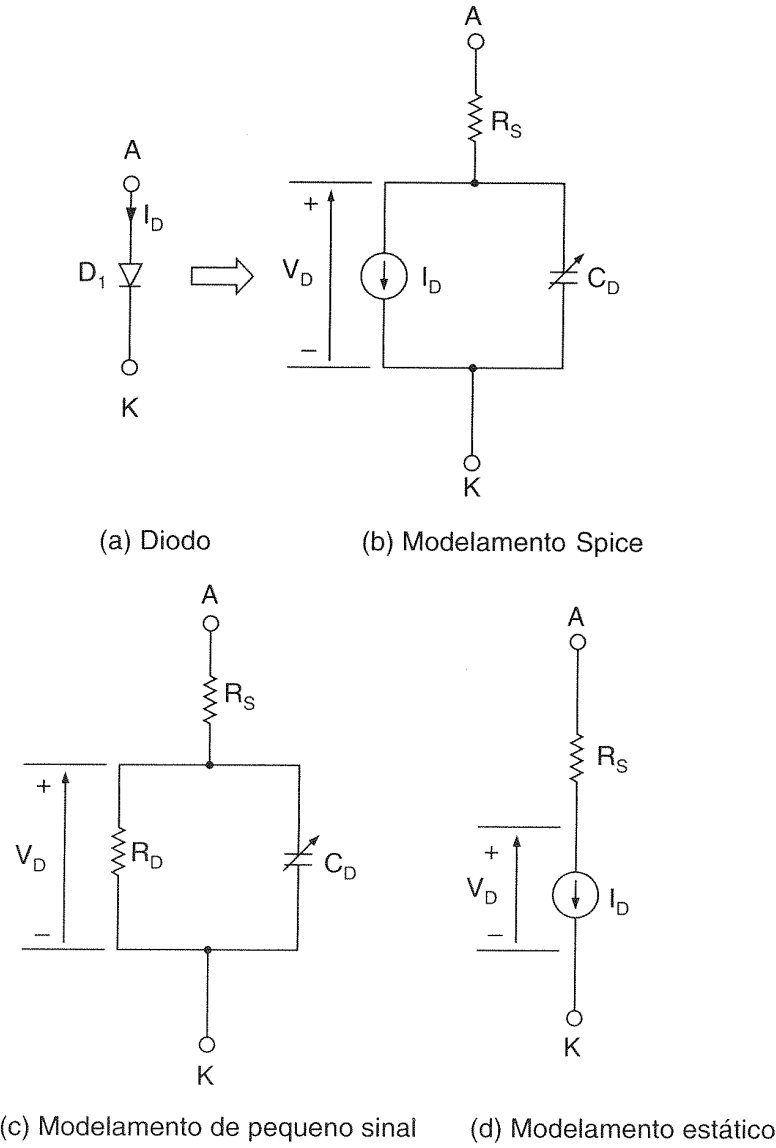



Figura 2.12

Modelamento Spice de diodo com polarização reversa.

$$V_{D1} = \frac{V_D}{2} + \frac{R}{2}(I_{s2} - I_{s1})$$

$$= \frac{5\,\text{kV}}{2} + \frac{100\,\text{k}\Omega}{2}(35 \times 10^{-3} - 30 \times 10^{-3}) = 2750\,\text{V} \tag{2.22}$$

e $V_{D2} = V_D - V_{D1} = 5\,\text{kV} - 2750 = 2250\,\text{V}$.

(b) $I_{s1} = 30\,\text{mA}$, $I_{s2} = 35\,\text{mA}$ e $V_{D1} = V_{D2} = V_D/2 = 2{,}5\,\text{kV}$. A partir da Eq. (2.19),

$$I_{s1} + \frac{V_{D1}}{R_1} = I_{s2} + \frac{V_{D2}}{R_2}$$

que dá a resistência R_2 para um valor conhecido de R_1 como

$$R_2 = \frac{V_{D1} R_1}{V_{D1} - R_1 (I_{s2} - I_{s1})} \tag{2.23}$$

Supondo que $R_1 = 100$ kΩ, obtém-se

$$R_2 = \frac{2{,}5\,\text{kV} \times 100\,\text{k}\Omega}{2{,}5\,\text{kV} - 100\,\text{k}\Omega \times (35 \times 10^{-3} - 30 \times 10^{-3})} = 125\,\text{k}\Omega$$

(c) O circuito do diodo para a simulação PSpice é mostrado na Figura 2.13. A listagem do arquivo do circuito é a seguinte:

```
Example 2-3        Diodo Voltage-Sharing Circuit
VS    1   0        DC         5KV
R     1   2        0.01
R1    2   3        100K
R2    3   0        100K
D1    3   2        MOD1
D2    0   3        MOD2

MODEL    MOD1 D     (IS=30MA BV=3KV)    ; Diode model parameters
MODEL    MOD2 D     (IS=35MA BV=3KV)    ; Diode model parameters
OP                                      ; Dc operating point analysis
END
```

Os resultados da simulação PSpice são

```
NAME        D1                                       D2

ID          -3. 00E-02    ID1 = -30mA                -3. 50E-02    ID2 = -3.5mA
VD          -2. 75E+03    VD1 = -2750V               -2. 25E+03    VD2 = -2250V
REQ          1. 00E+12    RD1 =  1GΩ                  1. 00E+12    RD2 =  1GΩ
```

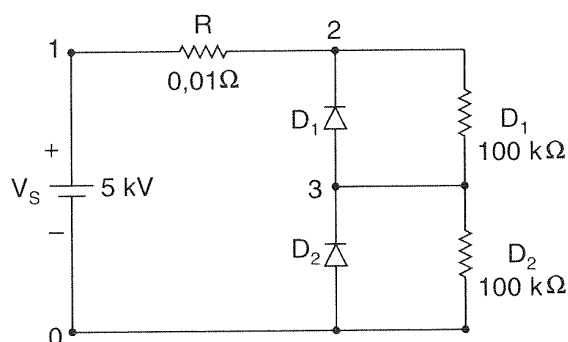



Figura 2.13

Circuito do diodo para a simulação PSpice do Exemplo 2.3.

RESUMO

As curvas características dos diodos práticos diferem daquelas dos diodos ideais. O tempo de recuperação reversa tem um papel significativo, especialmente em aplicações de alta velocidade de chaveamento. Os diodos podem ser classificados em três tipos: diodos genéricos, diodos de recuperação rápida e diodos Schottky. Apesar de um diodo Schottky comportar-se como um diodo de junção *pn*, não há junção física; e como resultado o diodo Schottky é um dispositivo de portadores majoritários. Por outro lado, um diodo de junção *pn* é um dispositivo de portadores tanto majoritários quanto minoritários.

Se os diodos forem conectados em série para aumentar a capacidade de bloqueio de tensão, são necessárias redes de divisão de tensão sob condições de regime permanente e transitório. Quando os diodos são conectados em paralelo para aumentar a capacidade de condução de corrente, também são necessários elementos de divisão de corrente.

REFERÊNCIAS

M. H. RASHID. *SPICE for Circuits and Electronics Using PSpice*. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall, 1990.

M. S. GAUSHI. *Electronic Devices and Circuits*. Nova York: Holt, Rinehart and Winston, 1985, p. 672.

P. R. GRAY, R. G. MEYER. *Analisys and Design of Analog Integrated Circuits*. Nova York: Jonh Wiley & Sons, Inc., 1984, p. 1.

PSpice Manual. Irvine, Calif.: MicroSim Corporation, 1992.

P. W. TUINENGA. *SPICE: A Guide to Circuit Simulation And Analysis Using PSpice*. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall, 1992.

QUESTÕES DE REVISÃO

2.1 Quais são os tipos de diodos de potência?

2.2 O que é a corrente de fuga dos diodos?

2.3 O que é o tempo de recuperação reversa dos diodos?

2.4 O que é a corrente de recuperação reversa dos diodos?

2.5 O que é o fator de suavidade dos diodos?

2.6 Quais são os tipos de recuperação dos diodos?

2.7 Qual é a causa do tempo de recuperação reversa em um diodo de junção *pn*?

2.8 Qual é o efeito do tempo de recuperação reversa?

2.9 Por que é necessário usar diodos de recuperação rápida para altas velocidades de chaveamento?

2.10 O que é o tempo de recuperação direta?

2.11 Quais são as principais diferenças entre os diodos de junção *pn* e os Schottky?

2.12 Quais são as limitações dos diodos Schottky?

2.13 Qual é o tempo de recuperação reversa típico dos diodos genéricos?

2.14 Qual é o tempo de recuperação reversa típico dos diodos de recuperação rápida?

2.15 Quais são os problemas dos diodos conectados em série e quais são as possíveis soluções?

2.16 Quais são os problemas dos diodos conectados em paralelo e quais são as possíveis soluções?

2.17 Se dois diodos estão conectados em série com igual divisão de tensão, por que as correntes de fuga de ambos diferem?

PROBLEMAS

2.1 O tempo de recuperação reversa de um diodo é $t_{rr} = 5\,\mu s$ e a taxa de decaimento da corrente é $di/dt = 80\,A/\mu s$. Se o fator de suavidade é $SF = 0{,}5$, determinar **(a)** a carga armazenada Q_{RR} e **(b)** a corrente reversa de pico I_{RR}.

2.2 Os valores medidos de um diodo à temperatura de 25°C são:

$$V_D = 1{,}0\,V \text{ a } I_D = 50\,A$$

$$= 1{,}5\,V \text{ a } I_D = 600\,A$$

Determinar **(a)** o coeficiente de emissão n e **(b)** a corrente de fuga I_S.

2.3 Dois diodos são conectados em série e a tensão sobre cada um deles é mantida a mesma pela conexão de um resistor divisor de tensão tal que $V_{D1} = V_{D2} = 2000\,V$ e $R_1 = 100\,k\Omega$. As curvas características v–i do diodo são mostradas na Figura P2.3. Determinar **(a)** as correntes de fuga de cada diodo e **(b)** a resistência R_2 em paralelo com o diodo D_2.

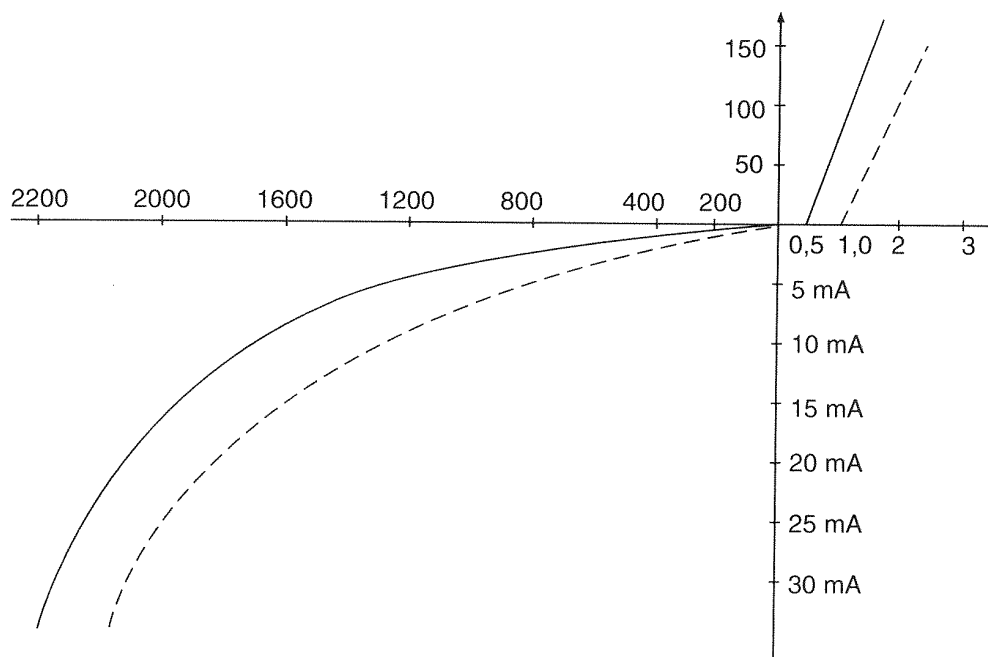



Figura P2.3

2.4 Dois diodos são conectados em paralelo e a queda de tensão direta sobre cada diodo é de 1,5 V. As curvas características *v–i* dos diodos são mostradas na Figura P2.3. Determinar as correntes diretas através de cada diodo.

2.5 Dois diodos são conectados em paralelo, como mostrado na Figura 2.11a, com resistências de divisão de corrente. As curvas características *v–i* são mostradas na Figura P2.3. A corrente total é $I_T = 200$ A. A tensão sobre um diodo e sua resistência é $v = 2{,}5$ V. Determinar os valores das resistências R_1 e R_2 se a corrente for dividida igualmente pelos diodos.

2.6 Dois diodos são conectados em série, como mostrado na Figura 2.9a. A resistência sobre os diodos é $R_1 = R_2 = 10\,\text{k}\Omega$. A tensão CC de entrada é 5 kV. As correntes de fuga são $I_{s1} = 25$ mA e $I_{s2} = 40$ mA. Determinar as tensões sobre os diodos.

Capítulo 3

Circuitos e Retificadores com Diodos

3.1 INTRODUÇÃO

Os diodos semicondutores encontram muitas aplicações em circuitos da engenharia elétrica e eletrônica. Os diodos são também amplamente utilizados em circuitos de eletrônica de potência para a conversão de energia elétrica. Alguns circuitos com diodos comumente encontrados em eletrônica de potência, para o processamento de energia, serão estudados neste capítulo. As aplicações dos diodos para a conversão de energia de CA em CC serão introduzidas. Os conversores de CA em CC são comumente conhecidos como *retificadores*, e os retificadores com diodos fornecem uma tensão CC de saída fixa. Para a finalidade de simplificação, os diodos são considerados como ideais. Com "ideal" queremos dizer que o tempo de recuperação reversa t_{rr} e a queda de tensão direta V_D são desprezíveis. Isto é, $t_{rr} = 0$ e $V_D = 0$.

3.2 DIODOS COM CARGAS *RC* E *RL*

A Figura 3.1a mostra um circuito com diodo e carga *RC*. Quando a chave CH_1 é fechada em $t = 0$, a corrente de carga i que flui através do capacitor pode ser determinada por

$$V_s = v_R + v_c = v_R + \frac{1}{C}\int i\,dt + v_c(t = 0) \tag{3.1}$$

$$v_R = Ri \tag{3.2}$$

Com a condição inicial $v_c(t = 0) = 0$, a solução da Eq. (3.1) (que é deduzida no Apêndice D.1) dá a corrente de carga i como

$$i(t) = \frac{V_S}{R} e^{-t/RC} \tag{3.3}$$

(a) Diagrama do circuito

(b) Formas de onda

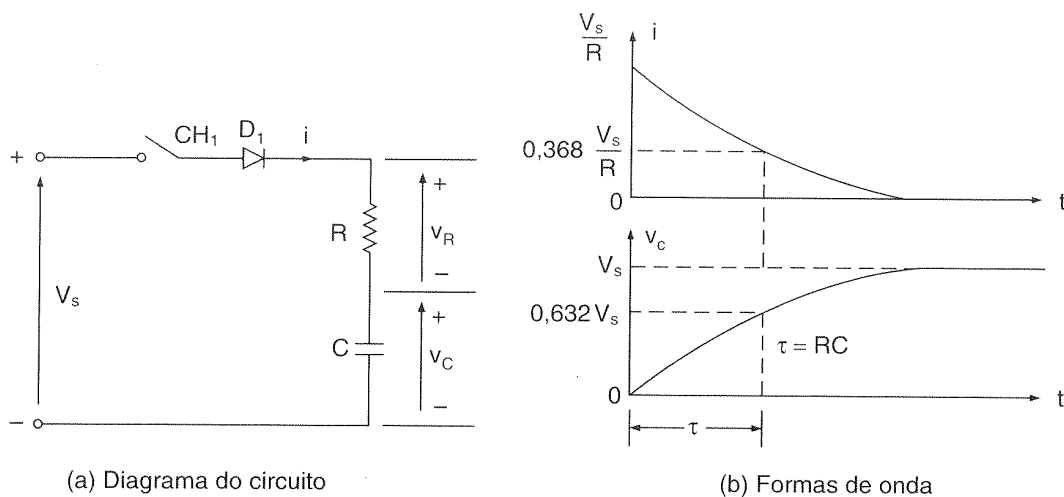



Figura 3.1

Circuito com diodo e carga RC.

A tensão do capacitor v_c é

$$v_C(t) = \frac{1}{C}\int_0^t i\,dt = V_S(1 - e^{-t/RC}) = V_S(1 - e^{-t/\tau}) \tag{3.4}$$

em que $\tau = RC$ é a constante de tempo de uma carga RC. A taxa de variação da tensão do capacitor é

$$\frac{dv}{dt} = \frac{V_S}{RC} e^{-t/RC} \tag{3.5}$$

e a taxa inicial de variação da tensão do capacitor (em $t = 0$) é obtida a partir da Eq. (3.5):

$$\left.\frac{dv_C}{dt}\right|_{t=0} = \frac{V_S}{RC} \tag{3.6}$$

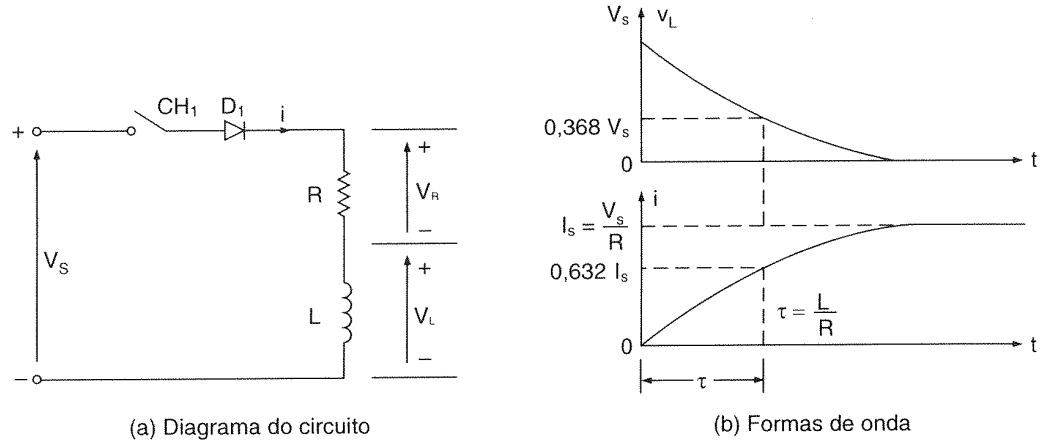
Um circuito com diodo com uma carga RL é mostrado na Figura 3.2a. Quando a chave CH_1 é fechada, em $t = 0$, a corrente i através do indutor aumenta e é expressa como

$$V_S = v_L + v_R = L\frac{di}{dt} + Ri \tag{3.7}$$

Figura 3.2

Circuito com diodo e carga RL.

(a) Diagrama do circuito

(b) Formas de onda

Com a condição inicial $i(t = 0) = 0$, a solução da Eq. (3.7) (que é deduzida no Apêndice D.2) dá

$$i(t) = \frac{V_S}{R}\left(1 - e^{-tR/L}\right) \tag{3.8}$$

A taxa de variação dessa corrente pode ser obtida a partir da Eq. (3.8) como

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_S}{L}\, e^{-tR/L} \tag{3.9}$$

e a taxa inicial de crescimento da corrente (em $t = 0$) é obtida a partir da Eq. (3.9):

$$\left.\frac{di}{dt}\right|_{t=0} = \frac{V_S}{L} \tag{3.10}$$

A tensão v_L sobre o indutor é

$$v_L(t) = L\,\frac{di}{dt} = V_S\, e^{-tR/L} \tag{3.11}$$

em que $L/R = \tau$ é a constante de tempo de uma carga RL.

As formas de onda para a tensão v_L e a corrente são mostradas na Figura 3.2b. Se $t >> L/R$, a tensão sobre o indutor tende a zero e sua corrente atinge um valor de regime permanente de $I_S = V_S/R$. Se então for feita uma tentativa de abrir a chave CH_1, a energia armazenada no indutor ($= 0{,}5Li^2$) será transformada em uma elevada tensão inversa sobre a chave e o diodo. Esta energia será dissipada na forma de centelha sobre a chave; e o diodo D_1 será provavelmente danificado nesse processo. Para superar esse

problema, um diodo comumente conhecido como *diodo de comutação* ou *diodo de roda livre* (do inglês *freewheeling diode*) é conectado em antiparalelo com a carga indutiva, como mostrado na Figura 3.8a.

Nota: Como a corrente i nas Figuras 3.1a e 3.2a é unidirecional e não tende a mudar sua polaridade, os diodos não têm efeito na operação do circuito.

Exemplo 3.1

Um circuito com diodo é mostrado na Figura 3.3a com $R = 44\,\Omega$ e $C = 0{,}1\,\mu F$. O capacitor tem uma tensão inicial, $V_0 = 220$ V. Se a chave CH_1 for fechada em $t = 0$, determinar (a) a corrente de pico do diodo, (b) a energia dissipada no resistor R e (c) a tensão no capacitor em $t = 2\,\mu s$.

Solução: As formas de onda são mostradas na Figura 3.3b.

(a) A Eq. (3.3) pode ser usada com $V_s = V_0$ e a corrente de pico do diodo I_p é

$$I_p = \frac{V_0}{I_p} = \frac{200}{44} = 5\text{ A}$$

(b) A energia W dissipada é

$$W = 0{,}5CV_0^2 = 0{,}5 \times 0{,}1 \times 10^{-6} \times 220^2 = 0{,}00242\text{ J} = 2{,}42\text{ mJ}$$

(c) Para $RC = 44 \times 0{,}1 = 4{,}4\,\mu s$ e $t = t_1 = 2\,\mu s$, a tensão no capacitor é

$$v_c(t = 2\,\mu s) = V_0 e^{-t/RC} = 220 \times e^{-2/4{,}4} = 139{,}64\text{ V}$$

Nota: Como a corrente é unidirecional, o diodo não afeta a operação do circuito.

(a) Diagrama do circuito

(b) Formas de onda

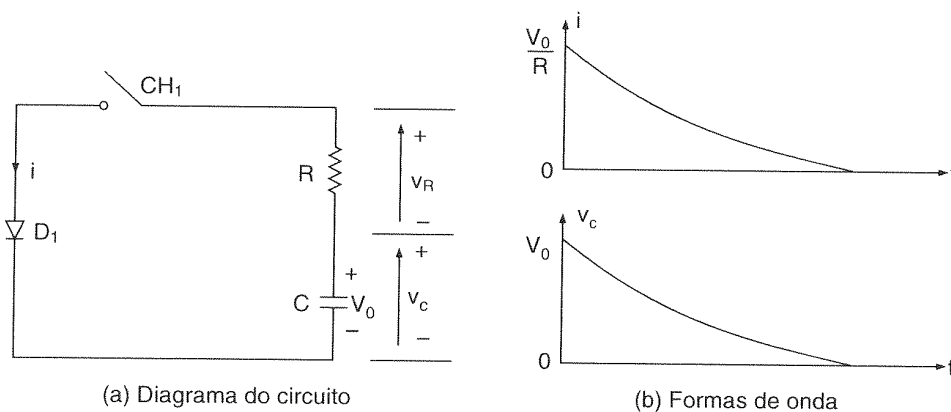



Figura 3.3

Circuito com diodo e carga RC.

3.3 DIODOS COM CARGAS *LC* E *RLC*

Um circuito com diodo e carga *LC* é mostrado na Figura 3.4a. Quando a chave CH_1 é fechada em $t = 0$, a corrente de carga do capacitor i é expressa como

$$V_s = L\frac{di}{dt} + \frac{1}{C}\int i\,dt + v_c(t=0) \tag{3.12}$$

Com as condições iniciais $i(t = 0) = 0$ e $v_c(t = 0) = 0$, a Eq. (3.12) pode ser resolvida para a corrente i no capacitor como (Apêndice D.3)

$$i(t) = V_s\sqrt{\frac{C}{L}}\ \text{sen}\ \omega t \tag{3.13}$$

$$= L_p\ \text{sen}\ \omega t \tag{3.14}$$

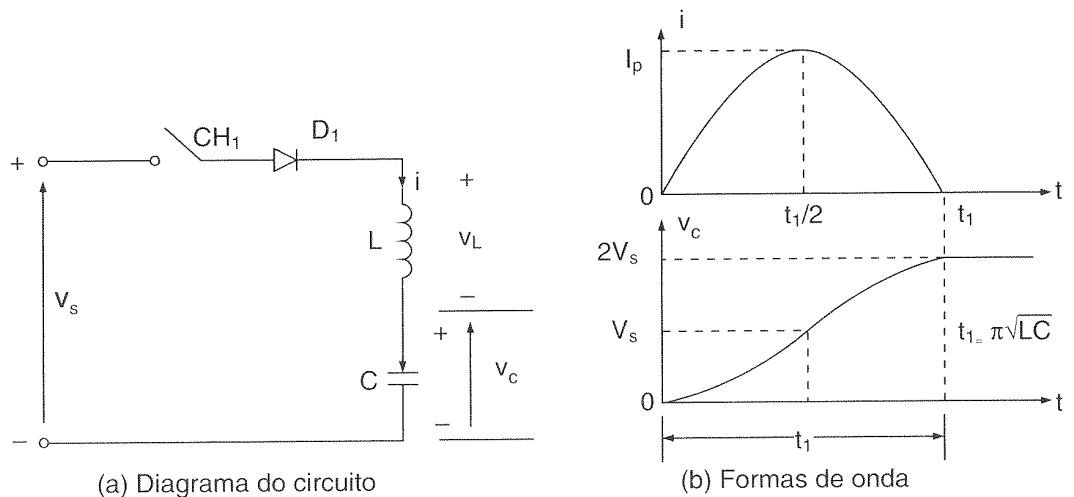
em que $\omega = 1/\sqrt{LC}$ e a corrente máxima I_p é

$$I_p = V_s\sqrt{\frac{C}{L}} \tag{3.15}$$

Figura 3.4

Circuito com diodo e carga *LC*.

(a) Diagrama do circuito

(b) Formas de onda

A taxa de crescimento da corrente é obtida a partir da Eq. (3.13) como

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_s}{L}\cos\omega t \tag{3.16}$$

e a Eq. (3.16) dá a taxa inicial de crescimento da corrente (em $t = 0$) como

$$\left.\frac{di}{dt}\right|_{t=0} = \frac{V_s}{L} \tag{3.17}$$

A tensão v_c sobre o capacitor pode ser obtida como

$$v_c(t) = \frac{1}{C}\int_0^t i\,dt = V_s(1 - \cos \omega t) \tag{3.18}$$

No instante em que $t = t_1 = \pi\sqrt{LC}$, a corrente i no diodo cai a zero e o capacitor é carregado para $2V_s$. As formas de onda para a tensão v_L e a corrente i são mostradas na Figura 3.4b.

Exemplo 3.2

Um circuito com diodo e carga LC é mostrado na Figura 3.5a com o capacitor tendo uma tensão inicial $V_0 = 220$ V, capacitância $C = 20\ \mu$F e indutância $L = 80\ \mu$H. Se a chave CH_1 for fechada em $t = 0$, determinar (a) a corrente máxima através do diodo, (b) o tempo de condução do diodo e (c) a tensão de regime permanente do capacitor.

Solução: (a) Usando a *lei de Kirchhoff da tensão* (LKT), pode-se escrever a equação para a corrente i como

$$L\frac{di}{dt} + \frac{1}{C}\int i\,dt + v_c(t = 0) = 0$$

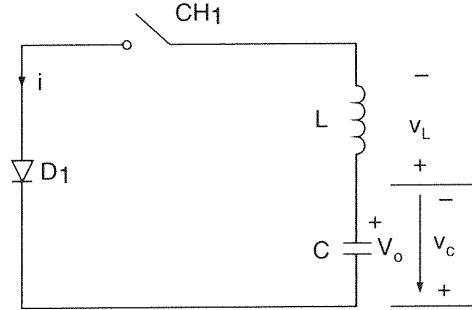
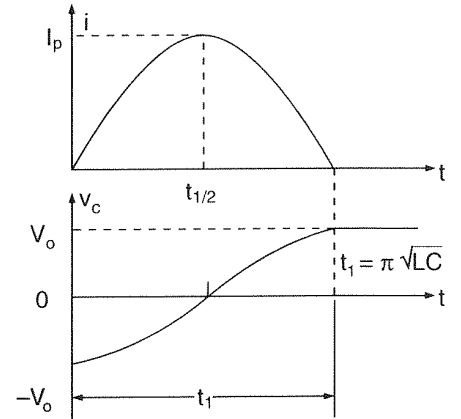
e a corrente i com as condições iniciais de $i(t = 0) = 0$ e $v_c(t = 0) = -V_0$ é resolvida como

$$i(t) = V_0\sqrt{\frac{C}{L}}\ \text{sen}\ \omega t$$

em que $\omega = 1/\sqrt{LC} = 10^6/\sqrt{20 \times 80} = 25000$ rad/s. A corrente máxima I_p é

$$I_p = V_0\sqrt{\frac{C}{L}} = 220\sqrt{\frac{20}{80}} = 110\ \text{A}$$

Figura 3.5

Circuito com diodo e carga LC.

(a) Diagrama do circuito

(b) Formas de onda

(b) Em $t = t_1 = \pi\sqrt{LC}$, a corrente do diodo torna-se zero e o tempo de condução t_1 do diodo é

$$t_1 = \pi\sqrt{LC} = \pi\sqrt{20 \times 80} = 125{,}66\,\mu\text{s}$$

(c) Pode-se facilmente mostrar que a tensão no capacitor é

$$v_c(t) = \frac{1}{C}\int_0^t i\,dt - V_0 = -V_0\cos\omega t$$

Para $t = t_1 = 125{,}66\,\mu\text{s}$, $v_c(t = t_1) = -220\cos\pi = 220$ V.

Um circuito com diodo e carga RLC é mostrado na Figura 3.6. Se a chave CH_1 for fechada em $t = 0$, pode-se usar a LKT para escrever a equação da corrente de carga i como

$$L\frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C}\int i\,dt + v_c(t = 0) = V_s \tag{3.19}$$

com as condições iniciais $i(t = 0)$ e $v_c(t = 0) = V_0$. A derivação da Eq. (3.19) e a divisão de ambos os lados por L dá

$$\frac{d^2i}{dt^2} + \frac{R}{L}\frac{di}{dt} + \frac{i}{LC} = 0 \tag{3.20}$$

Sob condições de regime permanente, o capacitor é carregado com a tensão da fonte V_s e a corrente de regime permanente será zero. A componente forçada da corrente na Eq. (3.20) também será zero. A corrente se deve à componente natural.

A equação característica no domínio de Laplace s é

$$s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC} = 0 \tag{3.21}$$

e as raízes da equação quadrática (3.21) são dadas por

$$s_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}} \tag{3.22}$$

Vamos definir duas propriedades importantes de um circuito de segunda ordem: o *fator de amortecimento,*

$$\alpha = \frac{R}{2L} \tag{3.23}$$

e a *freqüência ressonante,*

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{3.24}$$

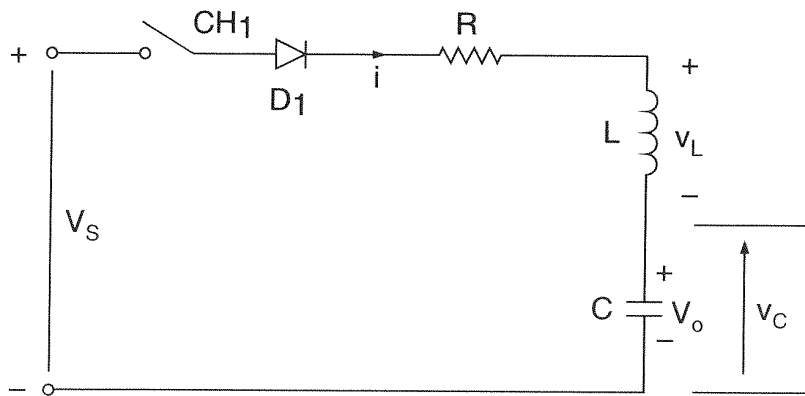



Figura 3.6

Circuito com diodo e carga *RLC*.

A substituição dessas propriedades na Eq. (3.22) dá

$$s_{1,2} = -\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} \tag{3.25}$$

A solução para a corrente, que dependerá dos valores de α e ω_0, seguiria um desses três possíveis casos:

Caso 1. Se $\alpha = \omega_0$, as raízes são iguais, $s_1 = s_2$, e o circuito é chamado *criticamente amortecido*. A solução será da forma

$$i(t) = (A_1 + A_2 t)\, e^{s_1 t} \tag{3.26}$$

Caso 2. Se $\alpha > \omega_0$, as raízes são reais e o circuito é dito *sobreamortecido*. A solução toma a forma

$$i(t) = A_1 e^{s_1 t} + A_2 e^{s_2 t} \tag{3.27}$$

Caso 3. Se $\alpha < \omega_0$, as raízes são complexas e diz-se que o circuito é *subamortecido*. As raízes são

$$s_{1,2} = -\alpha \pm j\omega_r \tag{3.28}$$

em que ω_r é chamada *freqüência ressonante amortecida* e $\omega_r = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$. A solução toma a forma

$$i(t) = e^{-\alpha t}(A_1 \cos \omega_r t + A_2 \operatorname{sen} \omega_r t) \tag{3.29}$$

que é uma *senoidal amortecida* ou em declínio.

Nota: As constantes A_1 e A_2 podem ser determinadas a partir das condições iniciais do circuito. A relação α/ω_0 é comumente conhecida como a *razão de amortecimento*, δ. Os circuitos de eletrônica de potência são em geral subamortecidos, de forma que a corrente do circuito se torne aproximadamente senoidal, para dar uma saída CA semelhante a uma senóide e/ou desligar um dispositivo semicondutor de potência.

Exemplo 3.3

O circuito *RLC* de segunda ordem da Figura 3.6 tem uma fonte de tensão $V_s = 220$ V, indutância $L = 2$ mH, capacitância $C = 0{,}05\ \mu$F e resistência $R = 160\ \Omega$. O valor inicial da tensão no capacitor é $V_0 = 0$. Se a chave CH_1 for fechada em $t = 0$, determinar (a) uma expressão para a corrente $i(t)$ e (b) o tempo de condução do diodo. (c) Desenhar um esboço de $i(t)$ e (d) usar PSpice para plotar a corrente instantânea i para $R = 50\ \Omega$, $160\ \Omega$ e $320\ \Omega$.

Solução: (a) A partir da Eq. (3.23), $\alpha = R/2L = 160 \times 10^3/(2 \times 2) = 40000$ rad/s e da Eq. (3.24), $\omega_0 = 1/\sqrt{LC} = 10^5$ rad/s.

$$\omega_r = \sqrt{10^{10} - 16 \times 10^8} = 91652 \text{ rad/s}$$

Como $\alpha < \omega_0$, esse é um circuito subamortecido e a solução é da forma

$$i(t) = e^{-\alpha t}(A_1 \cos \omega_r t + A_2 \operatorname{sen} \omega_r t)$$

Em $t = 0$, $i(t = 0) = 0$ e isto dá $A_1 = 0$. A solução torna-se

$$i(t) = e^{-\alpha t} A_2 \operatorname{sen} \omega_r t$$

A derivada de $i(t)$ torna-se

$$\frac{di}{dt} = \omega_r \cos \omega_r t A_2 e^{-\alpha t} - \alpha \operatorname{sen} \omega_r t A_2 e^{-\alpha t}$$

Quando a chave for fechada em $t = 0$, o capacitor será uma baixa impedância e o indutor, uma impedância elevada. A taxa inicial de crescimento da corrente é limitada apenas pelo indutor L. Assim, em $t = 0$, o di/dt do circuito é V_s/L. Portanto,

$$\left.\frac{di}{dt}\right|_{t=0} = \omega_r A_2 = \frac{V_s}{L}$$

que dá a constante como

$$A_2 = \frac{V_2}{\omega_r L} = \frac{220 \times 1000}{91652 \times 2} = 1{,}2$$

A expressão final para a corrente $i(t)$ é

$$i(t) = 1{,}2 \operatorname{sen} (91652t) e^{-40000t} A$$

(b) O tempo de condução t_1 do diodo é obtido quando $t = 0$. Isto é,

$$\omega_r t_1 = \pi \quad \text{ou} \quad t_1 = \frac{\pi}{91652} = 34{,}27\,\mu\text{s}$$

(c) O esboço da forma de onda de corrente é mostrado na Figura 3.7.

(d) O circuito para simulação com PSpice é mostrado na Figura 3.8. A listagem do arquivo do circuito é a seguinte:

```
Example 3.3 RLC Circuit with Diode
.PARAM VALU = 160                          ; Define parameter VALU
.STEP PARAM VALU LIST 50 160 320           ; Vary parameter   VALU
VS    1     0     PWL (0 0  INS 220V    1MS  220) : Piecewise linear
R     2     3     {VALU}                   ; Variable resistance
L     3     4     2MH
C     4     0     0.50UF
D1    1     2     DMOD                     ; Diode with model DMOD
.MODEL DMOD D(IS=2.22E-15 BV=1800V)        ; Diode model parameter
.TRAN  0.1US 60US                          ; Transient analysis
.PROBE                                     ; Graphics postprocessor
.END
```

A plotagem da corrente $I(R)$ através da resistência R, com o PSpice, é mostrada na Figura 3.9.

Figura 3.7

Forma de onda da corrente para o Exemplo 3.3.

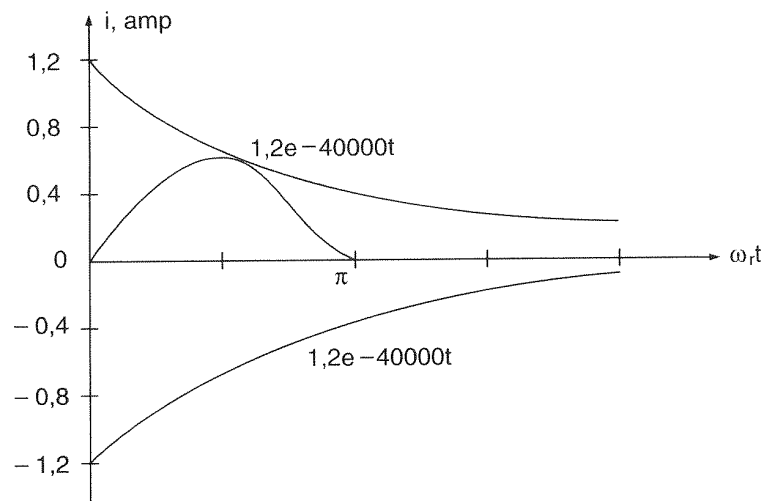



Figura 3.8

Circuito *RLC* para simulação com PSpice.

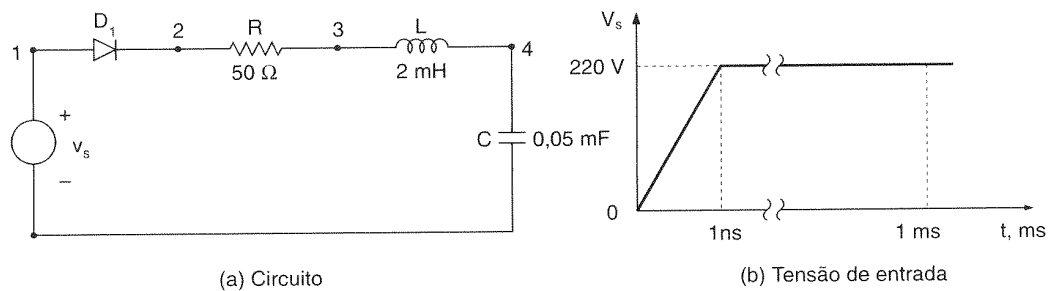
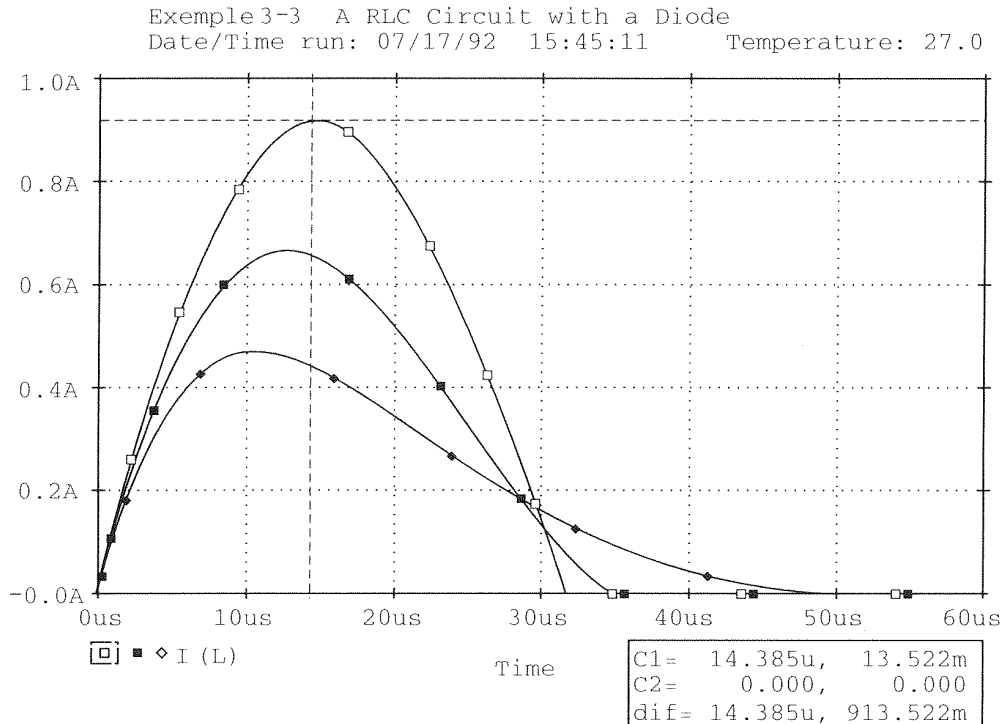



Figura 3.9

Plotagem para o Exemplo 3.3.

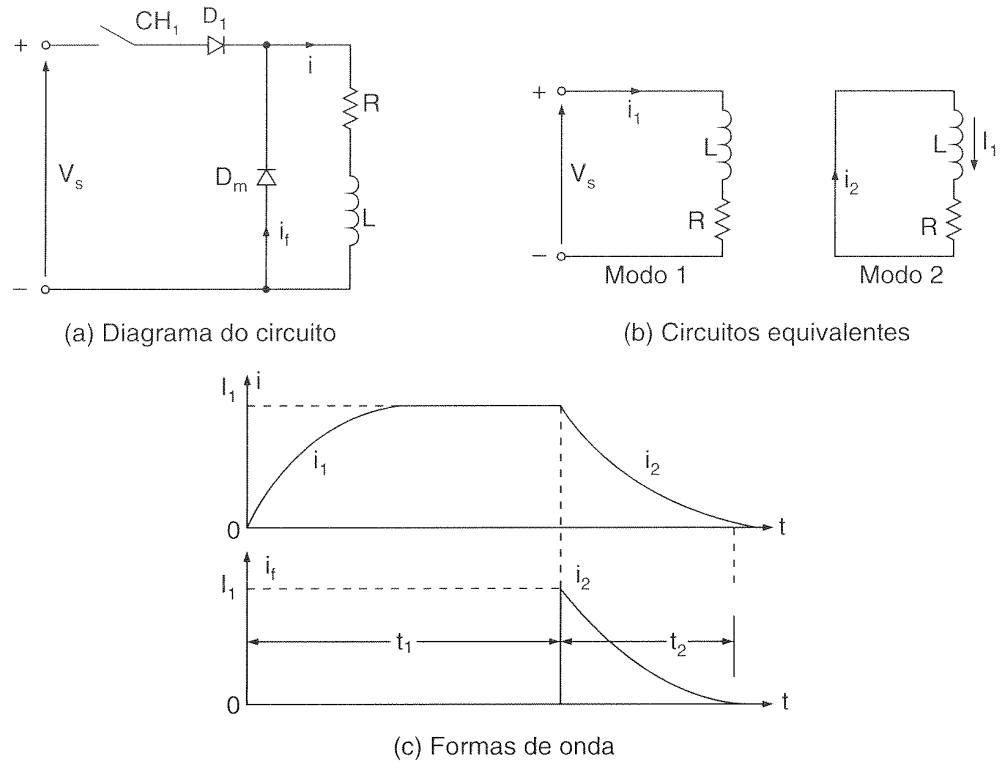
3.4 DIODOS DE COMUTAÇÃO

Se na Figura 3.2a, a chave CH_1 for fechada durante o tempo t_1, uma corrente será estabelecida através da carga; e então se a chave for aberta, deve ser fornecido um caminho para a corrente na carga indutiva. Isso é normalmente feito pela conexão de um diodo D_m, como mostrado na Figura 3.10a, e esse diodo é normalmente chamado *diodo de comutação* (do inglês *freewheeling diode*). A operação do circuito pode ser dividida em dois modos. O modo 1 começa quando a chave é fechada em $t = 0$; e o modo 2, quando a chave é aberta. Os circuitos equivalentes para esses modos são mostrados na Figura 3.10b; i_1 e i_2 são definidas como as correntes instantâneas para os modos 1 e 2, respectivamente, sendo que t_1 e t_2 são as durações correspondentes a esses modos.

Modo 1. Durante esse modo, a corrente no diodo i_1, que é similar à Eq. (3.8), é

$$i_1(t) = \frac{V_s}{R}\left(1 - e^{-tR/L}\right) \tag{3.30}$$

Figura 3.10

Circuito com diodo de comutação.

Quando a chave é aberta, em $t = t_1$ (no fim desse modo), a corrente naquele momento torna-se

$$I_1 = i_1(t = t_1) = \frac{V_2}{R}\,(1 - e^{t_1 R/L}) \tag{3.31}$$

Se o tempo t_1 for suficientemente grande, a corrente atingirá seu valor de regime permanente de $I_s = V_2/R$, que flui através da carga.

Modo 2. Esse modo inicia-se quando a chave é aberta e a corrente de carga começa a fluir através do diodo de comutação D_m. Redefinindo a origem do tempo no início do modo, a corrente através do diodo de comutação é obtida por meio de

$$0 = L\,\frac{di_2}{dt} + Ri_2 \tag{3.32}$$

com a condição inicial $i_2(t = 0) = I_1$. A solução da Eq. (3.32) dá a corrente de comutação $i_f = i_2$ como

$$i_2(t\,) = I_1 e^{-tR/L} \tag{3.33}$$

Essa corrente decai exponencialmente até zero em $t = t_2$, desde que $t_2 >> L/R$. As formas de onda para as correntes são mostradas na Figura 3.10c.

Exemplo 3.4

Na Figura 3.10a, a resistência é desprezível ($R = 0$), a tensão da fonte $V_s = 220$ V e a indutância da carga é $L = 220\ \mu$H. (a) Desenhar a forma de onda para a corrente de carga se a chave for fechada por um tempo $t_1 = 100\ \mu$s e em seguida aberta. (b) Determinar a energia armazenada no indutor da carga.

Solução: (a) O diagrama do circuito é mostrado na Figura 3.11a com uma corrente inicial zero. Quando a chave é fechada, em $t = 0$, a corrente da carga cresce linearmente e é expressa como

$$i(t) = \frac{V_s}{L} t$$

e em $t = t_1$, $I_0 = V_s t_1/L = 220 \times 100/220 = 100$ A.

(b) Quando a chave CH_1 é aberta, em um tempo $t = t_1$, a corrente de carga começa a fluir através do diodo D_m. Como não há elemento dissipativo (resistivo) no circuito, a corrente de carga permanecerá constante em $I_0 = 100$ A e a energia armazenada no indutor será $0{,}5\,LI_0^2 = 1{,}1$ J. As formas de onda da corrente são mostradas na Figura 3.11b.

(a) Diagrama do circuito

(b) Formas de onda

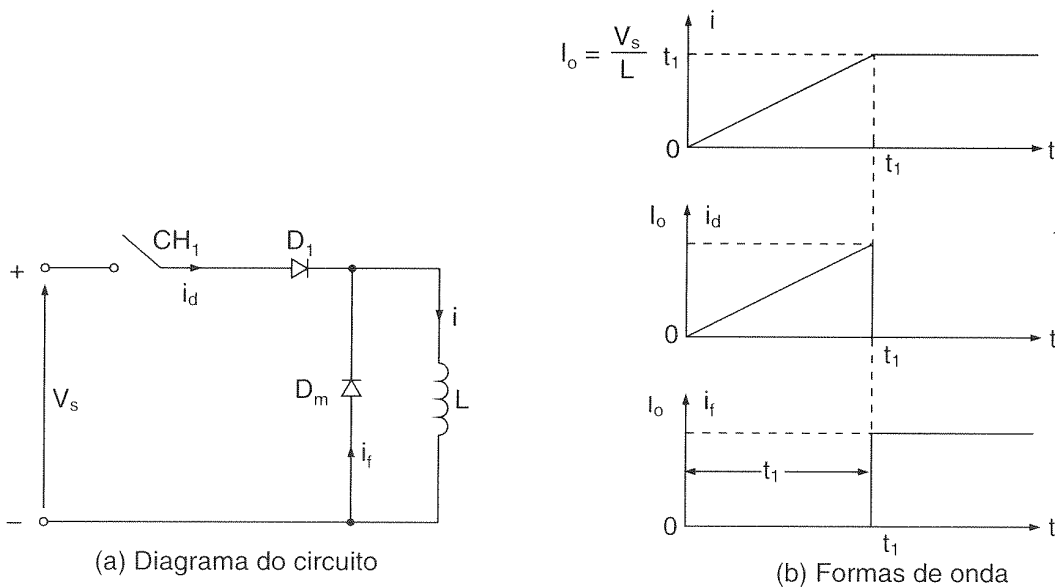
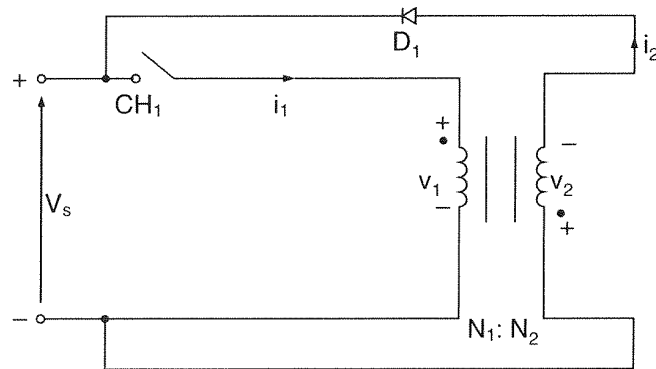
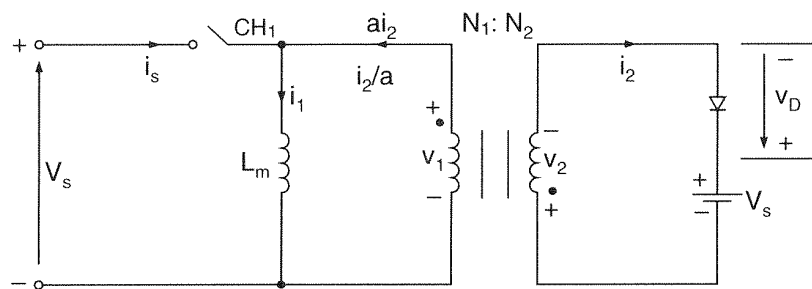
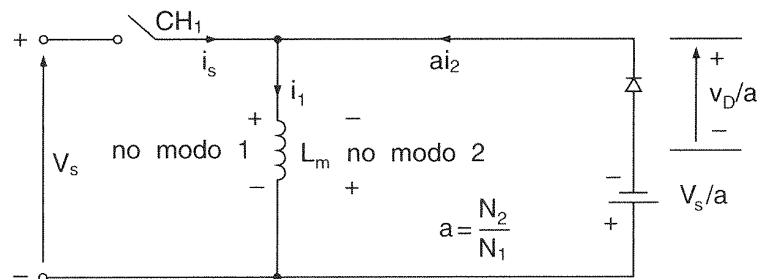



Figura 3.11

Circuito com diodo e carga *L*.

Figura 3.12

Circuito com diodo de comutação.

3.5 RECUPERAÇÃO DA ENERGIA ARMAZENADA UTILIZANDO UM DIODO

No circuito ideal sem perdas da Figura 3.11a, a energia armazenada no indutor é mantida neste, porque não há resistência no circuito. Em um circuito prático é desejável melhorar a *eficiência* retornando a energia armazenada à fonte de alimentação. Isto pode ser obtido com a adição de um segundo enrolamento ao indutor e pela conexão de um diodo D_1, como mostra a Figura 3.12a.

O indutor comporta-se como um transformador. O secundário do transformador é conectado de forma que se v_1 for positivo, v_2 será negativo em relação a

v_1, e vice-versa. O enrolamento secundário que facilita o retorno da energia armazenada à fonte através do diodo D_1 é conhecido como *enrolamento de realimentação* ou de *retorno* (do inglês *feedback winding*). Supondo o transformador com uma indutância de magnetização de L_m, o circuito equivalente é como o mostrado na Figura 3.12b.

Se o diodo e a tensão secundária (tensão da fonte) são referidos ao lado primário do transformador, o circuito equivalente é como o mostrado na Figura 3.12c; i_1 e i_2 definem as correntes primária e secundária do transformador, respectivamente.

A *relação de espiras* de um transformador ideal é definida como

$$a = \frac{N_2}{N_1} \tag{3.34}$$

A operação do circuito pode ser dividida em dois modos. O modo 1 inicia-se quando a chave CH_1 é fechada em $t = 0$; o modo 2, quando a chave é aberta. Os circuitos equivalentes para os modos são mostrados na Figura 3.13a; t_1 e t_2 são as durações dos modos 1 e 2, respectivamente.

Modo 1. Durante esse modo a chave CH_1 é fechada em $t = 0$. O diodo D_1 é polarizado reversamente e a corrente através do diodo (corrente secundária) é $ai_2 = 0$ ou $i_2 = 0$. Usando a LKT na Figura 3.13a para o modo 1, $V_s = (v_D - V_s)/a$, que dá a tensão reversa do diodo como

$$v_D = V_s(1 + a) \tag{3.35}$$

Supondo que não haja corrente inicial no circuito, a corrente primária é a mesma que a da chave i_s, sendo expressa como

$$V_s = L_m \frac{di_1}{dt} \tag{3.36}$$

que dá

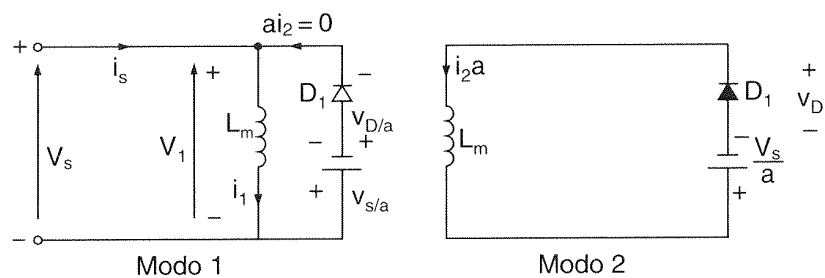
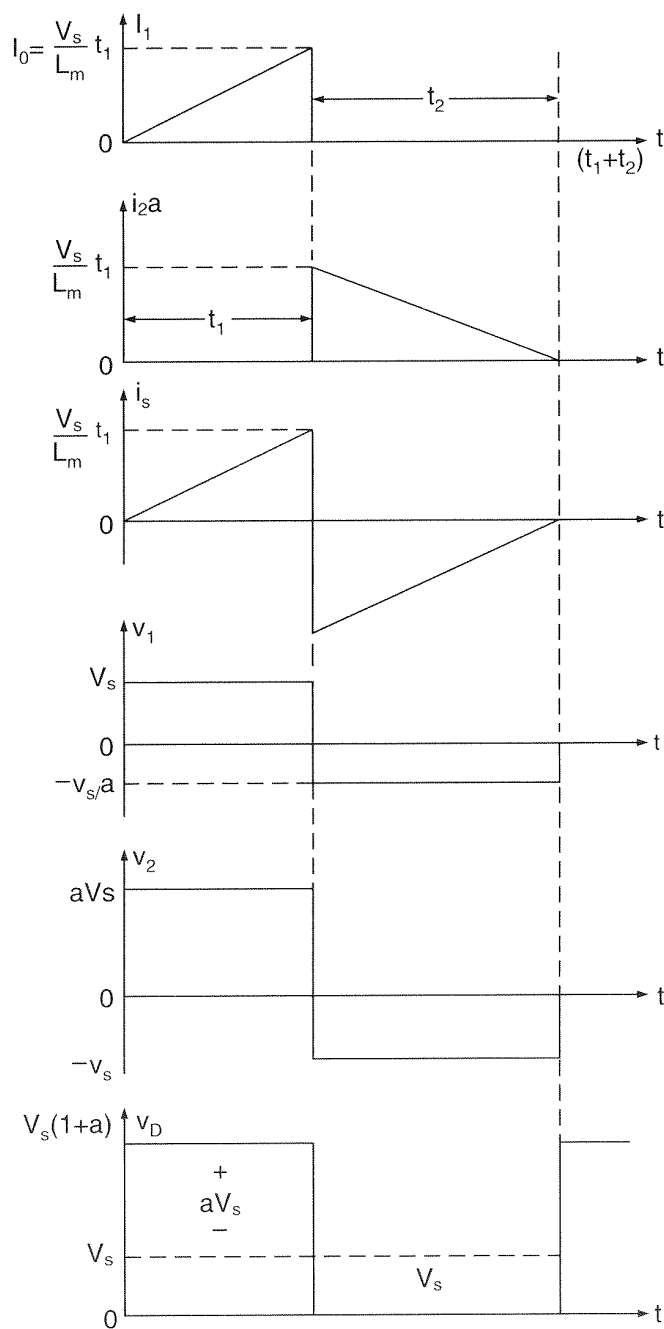
$$i_1(t) = i_s(t) = \frac{V_s}{L_m} t \tag{3.37}$$

Esse modo é válido para $0 \leq t \leq t_1$ e termina quando a chave é aberta em $t = t_1$. Ao término desse modo, a corrente primária torna-se

$$I_0 = \frac{V_2}{L_m} t_1 \tag{3.38}$$

Figura 3.13

Circuitos equivalentes e formas de onda.

Modo 1 Modo 2

(a) Circuito equivalente

(a) Formas de onda

Modo 2. Durante esse modo a chave é aberta, a tensão sobre o indutor é invertida e o diodo D_1 é reversamente polarizado. Uma corrente flui através do secundário do transformador e a energia armazenada no indutor é devolvida à fonte. Usando a LKT e redefinindo a origem de tempo desse modo, a corrente primária é expressa como

$$L_m \frac{di_1}{dt} + \frac{V_s}{a} = 0 \tag{3.39}$$

com a condição inicial $i_1(t = 0) = I_0$, podemos calcular a corrente como

$$i_1(t) = -\frac{V_s}{aL_m} t + I_0 \tag{3.40}$$

O tempo de condução do diodo D_1 é encontrado a partir da condição $i_1(t = t_2) = 0$ da Eq. (3.40), sendo

$$t_2 = \frac{aL_m I_0}{V_s} = at_1 \tag{3.41}$$

O modo 2 é válido para $0 \leq t \leq t_2$. Ao término desse modo em $t = t_2$, toda a energia armazenada no indutor L_m é devolvida à fonte. As várias formas de onda para as correntes e tensões são mostradas na Figura 3.13b para $a = 10/6$.

Exemplo 3.5

Para o circuito de recuperação de energia da Figura 3.12a, a indutância de magnetização do transformador é $L_m = 250\ \mu H$, $N_1 = 10$ e $N_2 = 100$. As indutâncias de dispersão e as resistências do transformador são desprezadas. A tensão da fonte é $V_s = 220$ V e não há corrente inicial no circuito. Se a chave CH_1 for fechada por um tempo $t_1 = 50\ \mu s$ e em seguida aberta, (a) determinar a tensão reversa do diodo D_1, (b) calcular o valor máximo da corrente primária, (c) calcular o valor máximo da corrente secundária, (d) determinar o tempo de condução do diodo D_1 e (e) a energia fornecida pela fonte.

Solução: A relação de espiras é $a = N_2/N_1 = 100/10 = 10$.

(a) A partir da Eq. (3.35), a tensão reversa do diodo é

$$v_D = V_s(1 + a) = 220 \times (1 + 10) = 2420\ \text{V}$$

(b) A partir da Eq. (3.38), o valor máximo da corrente primária é

$$I_0 = \frac{V_s}{L_m} t_1 = 220 \times \frac{50}{250} = 44 \text{ A}$$

(c) O valor máximo da corrente secundária $I_0 = I_0/a = 44/10 = 4{,}4$ A.

(d) A partir da Eq. (3.41), o tempo de condução do diodo é

$$t_2 = \frac{aL_m I_0}{V_s} = 250 \times 44 \times \frac{10}{220} = 500\,\mu\text{s}$$

(e) A energia da fonte é

$$W = \int_0^{t_1} vi\,dt = \int_0^{t_1} V_s \frac{V_s}{L_m} t\,dt = \frac{1}{2}\frac{V_s^2}{L_m} t_1^2$$

A utilização da Eq. (3.38) dá

$$W = 0{,}5 L_m I_0^2 = 0{,}5 \times 250 \times 10^{-6} \times 44^2 = 0{,}242\text{ J} = 242\text{ mJ}$$

3.6 RETIFICADORES MONOFÁSICOS DE MEIA-ONDA

Um *retificador* é um circuito que converte um sinal CA em um sinal unidirecional. Os diodos são extensivamente utilizados em retificadores. O retificador monofásico de meia-onda é o tipo mais simples, mas ele normalmente não é utilizado em aplicações industriais. Entretanto, este retificador é útil na compreensão do princípio de operação do retificador. O diagrama do circuito com uma carga resistiva é mostrado na Figura 3.14a. Durante o semiciclo positivo da tensão de entrada, o diodo D_1 conduz e a tensão de entrada aparece sobre a carga. Durante o semiciclo negativo da tensão de entrada, o diodo está em uma *condição de bloqueio* e a tensão de saída é zero. As formas de onda para as tensões de entrada e saída são mostradas na Figura 3.14b.

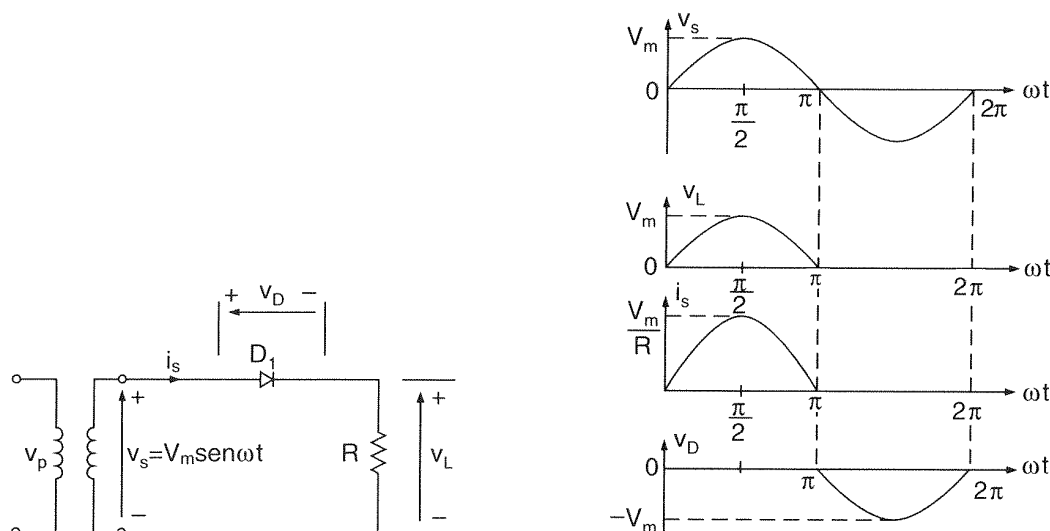



Figura 3.14

Retificador monofásico de meia-onda.

3.7 PARÂMETROS DE PERFORMANCE

Embora a tensão de saída, como mostra a Figura 3.14b, seja CC, ela é descontínua e contém harmônicos. Um retificador é um processador de energia que deve dar uma tensão de saída CC com uma quantidade mínima de conteúdo harmônico. Ao mesmo tempo ele deve manter a corrente de entrada o mais senoidal possível e em fase com a tensão de entrada, de tal forma que o fator de potência seja aproximadamente unitário. A qualidade do processamento de energia de um retificador requer a determinação do conteúdo harmônico da corrente de entrada e da corrente e tensão de saída. Devem ser utilizadas as expansões em série de Fourier para encontrar os conteúdos harmônicos das correntes e tensões. Há diferentes tipos de circuitos retificadores e a performance de um retificador é normalmente avaliada em termos dos seguintes parâmetros:

o valor *médio* da tensão de saída (da carga), $V_{\text{médio}}$;

o valor médio da corrente de saída (da carga), $I_{\text{médio}}$;

a potência média (CC) de saída,

$$P_{\text{médio}} = V_{\text{médio}} I_{\text{médio}}; \tag{3.42}$$

o valor eficaz (*rms*) da tensão de saída, V_{rms};

o valor eficaz (*rms*) da corrente de saída, I_{rms};

a *potência CA* de saída,

$$P_{\text{ca}} = V_{\text{rms}} I_{\text{rms}} \tag{3.43}$$

A *eficiência* (ou *razão de retificação*) de um retificador, que é uma figura de mérito e nos permite comparar a eficácia, é definida como

$$\eta = \frac{P_{\text{médio}}}{P_{\text{ca}}} \tag{3.44}$$

A tensão de saída pode ser considerada como composta de dois componentes: (1) o valor CC e (2) o componente CA ou de ondulação (do inglês *ripple*).

O valor *eficaz* (*rms*) do componente CA da tensão de saída é

$$V_{\text{ca}} = \sqrt{V_{\text{rms}}^2 - V_{\text{médio}}^2} \tag{3.45}$$

O *fator de forma*, que é uma medida da forma da tensão de saída, é

$$\text{FF} = \frac{V_{\text{rms}}}{V_{\text{médio}}} \tag{3.46}$$

O *fator de ondulação* (ou fator de *ripple*), que é uma medida do conteúdo da ondulação, é definido como

$$\text{RF} = \frac{V_{\text{ca}}}{V_{\text{médio}}} \tag{3.47}$$

Substituindo a Eq. (3.45) na Eq. (3.47), o fator de ondulação pode ser expresso como

$$\text{RF} = \sqrt{\left(\frac{V_{\text{rms}}}{V_{\text{médio}}}\right)^2 - 1} = \sqrt{\text{FF}^2 - 1} \tag{3.48}$$

O *fator de utilização do transformador* é definido como

$$\text{TUF} = \frac{P_{\text{médio}}}{V_s I_s} \tag{3.49}$$

em que V_s e I_s são tensão e corrente eficazes (*rms*) do secundário do transformador, respectivamente. Considerar as formas de onda da Figura 3.15, na qual v_s é a tensão de entrada senoidal, i_s é a corrente instantânea de entrada e i_{s1} é seu componente fundamental.

Se ϕ for o ângulo entre os componentes fundamentais da corrente e tensão de entrada, ϕ será chamado *ângulo de deslocamento* (do inglês *displacement angle*). O *fator de deslocamento* é definido como

$$DF = \cos \phi \tag{3.50}$$

O *fator harmônico* da corrente de entrada é definido como

$$HF = \left(I_s^2 - \frac{I_{s1}^2}{I_{s1}^2} \right)^{1/2} = \left[\left(\frac{I_s}{I_{s1}} \right)^2 - 1 \right]^{1/2} \tag{3.51}$$

em que I_{s1} é o componente fundamental da corrente de entrada I_s. Ambas, I_{s1} e I_s, são expressas aqui em *rms*. O *fator de potência* de entrada é definido como

$$PF = \frac{V_s I_{s1}}{V_s I_s} \cos \phi = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos \phi \tag{3.52}$$

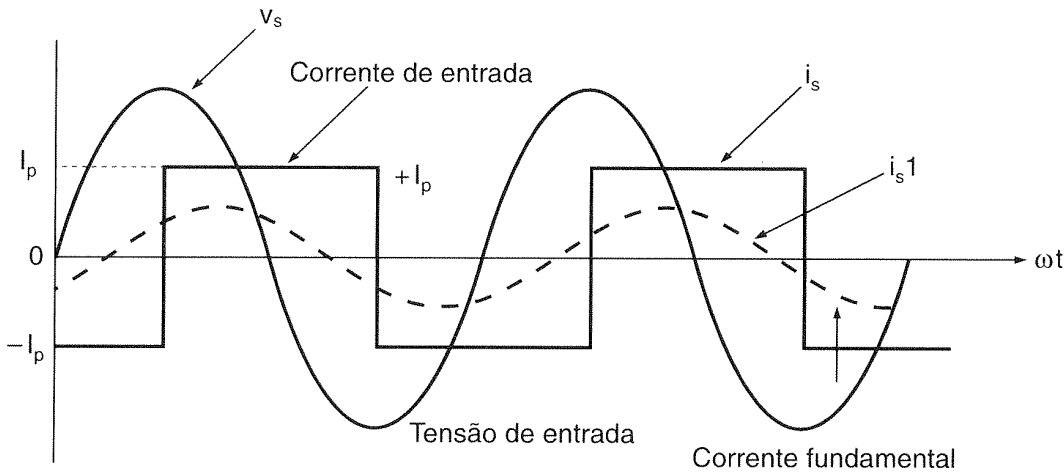



Figura 3.15

Formas de onda para tensão e corrente de entrada.

O fator de crista (do inglês *crest factor – CF*), que é uma medida da corrente máxima de entrada $I_{s(pico)}$, quando comparado ao seu valor eficaz (*rms*) I_s, é sempre de interesse para a especificação dos limites de corrente máxima dos dispositivos e componentes. O CF da corrente de entrada é definido por

$$CF = \frac{I_{s(\text{pico})}}{I_s} \tag{3.53}$$

Notas:

1. O fator harmônico HF é uma medida da distorção de uma forma de onda, também conhecido como *distorção harmônica total* (do inglês *total harmonic distortion – THD*).
2. Se a corrente de entrada i_S for puramente senoidal, $I_{S1} = I_S$, o fator de potência PF será igual ao fator de deslocamento DF. O ângulo de deslocamento ϕ torna-se o ângulo de impedância $\theta = \tan^{-1}(\omega L/R)$ para uma carga RL.
3. O fator de deslocamento DF sempre é conhecido como *fator de potência de deslocamento* (do inglês *displacement power factor – DPF*).
4. Um retificador ideal deve ter $\eta = 100\%$, $V_{ca} = 0$, RF = 0, TUF = 1, HF = THD = 0 e PF = DPF = 1.

Exemplo 3.6

O retificador da Figura 3.14a tem uma carga puramente resistiva de R. Determinar (a) a eficiência, (b) o fator de forma, (c) o fator de ondulação, (d) o fator de utilização do transformador, (e) a tensão de pico inverso (PIV) do diodo D_1 e (f) o CF da corrente de entrada.

Solução: A tensão média de saída $V_{\text{médio}}$ é definida como

$$V_{\text{médio}} = \frac{1}{T}\int_0^T v_L(t)\,dt$$

Podemos notar da Figura 3.14b que $v_L(t) = 0$ para $T/2 \leq t \leq T$. Portanto, temos

$$V_{\text{médio}} = \frac{1}{T}\int_0^{T/2} V_m \text{ sen } \omega t\,dt = \frac{-V_m}{\omega T}\left(\cos\frac{\omega T}{2} - 1\right)$$

Mas a freqüência da fonte é $f = 1/T$ e $\omega = 2\pi f$. Assim,

$$V_{\text{médio}} = \frac{V_m}{\pi} = 0{,}318V_m$$

$$I_{\text{médio}} = \frac{V_{\text{médio}}}{R} = \frac{0{,}318V_m}{R} \tag{3.54}$$

O valor eficaz (*rms – root mean square*) de uma forma de onda periódica é definido como

$$V_{\text{rms}} = \left[\frac{1}{T}\int_0^T v_L^2(t)\,dt\right]^{1/2}$$

Para uma tensão senoidal de $v_L(t) = V_m \operatorname{sen} \omega t$, para $0 \leq t \leq T/2$, o valor eficaz da tensão de saída é

$$V_{rms} = \left[\frac{1}{T} \int_0^{T/2} (V_m \operatorname{sen} \omega t)^2 \, dt \right]^{1/2} = \frac{V_m}{2} = 0{,}5V_m$$

$$I_{rms} = \frac{V_{rms}}{R} = \frac{0{,}5V_m}{R} \tag{3.55}$$

A partir da Eq. (3.42), $P_{\text{médio}} = (0{,}318V_m)^2/R$, e da Eq. (3.43), $P_{ca} = (0{,}5V_m)^2/R$.

(a) A partir da Eq. (3.44), a eficiência $\eta = (0{,}318V_m)^2/(0{,}5V_m)^2 = 40{,}5\%$.

(b) A partir da Eq. (3.46), o fator de forma FF $= 0{,}5V_m/0{,}318V_m = 1{,}57$ ou 157%.

(c) A partir da Eq. (3.48), o fator de ondulação RF $= \sqrt{1{,}57^2 - 1} = 1{,}21$ ou 121%.

(d) A tensão eficaz do secundário do transformador é

$$V_s = \left[\frac{1}{T} \int_0^{T} (V_m \operatorname{sen} \omega t)^2 \, dt \right]^{1/2} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = 0{,}707\, V_m \tag{3.56}$$

O valor eficaz da corrente secundária do transformador é o mesmo que o da carga:

$$I_s = \frac{0{,}5V_m}{R}$$

A especificação de potência aparente (valor *volt-ampère* – VA) do transformador é VA $= V_s I_s = 0{,}707V_m \times 0{,}5V_m/R$. A partir da Eq. (3.49) TUF $= P_{ca}/(V_s I_s) = 0{,}318^2/(0{,}707 \times 0{,}5) = 0{,}286$.

(e) A tensão de pico inverso PIV $= V_m$.

(f) $I_{s(\text{pico})} = V_m/R$. O fator de crista CF da corrente de entrada é CF $= I_{s(\text{pico})}/I_s = 1/0{,}5 = 2$.

Nota: 1/TUF = 1/0,286 = 3,496 significa que o transformador tem de ser 3,496 vezes maior que aquele que está sendo utilizado para entregar potência a partir de uma tensão CA pura. Este retificador tem um fator de ondulação elevado, 121%; uma baixa eficiência, 40,5%; e um baixo TUF, 0,286. Além disso, o transformador tem de suportar uma corrente CC, resultando em um problema de saturação CC do núcleo do transformador.

Considerar o circuito da Figura 3.14a com uma carga *RL*, como o da Figura 3.16a. Devido à carga indutiva, o período de condução do diodo D_1 se estenderá além de 180°, até que a corrente se torne zero em $\omega t = \pi + \sigma$. As formas de onda para a corrente e a tensão são mostradas na Figura 3.16b. Deve ser notado que a tensão média v_L do indutor é zero. A tensão média de saída é

$$V_{\text{médio}} = \frac{V_m}{2\pi} \int_0^{\pi+\sigma} \operatorname{sen} \omega t \, d(\omega t) = \frac{V_m}{2\pi} [-\cos \omega t]_0^{\pi+\sigma} \tag{3.57}$$

$$= \frac{V_m}{2\pi} [1 - \cos(\pi + \sigma)]$$

A corrente média da carga é $I_{\text{médio}} = V_{\text{médio}}/R$.

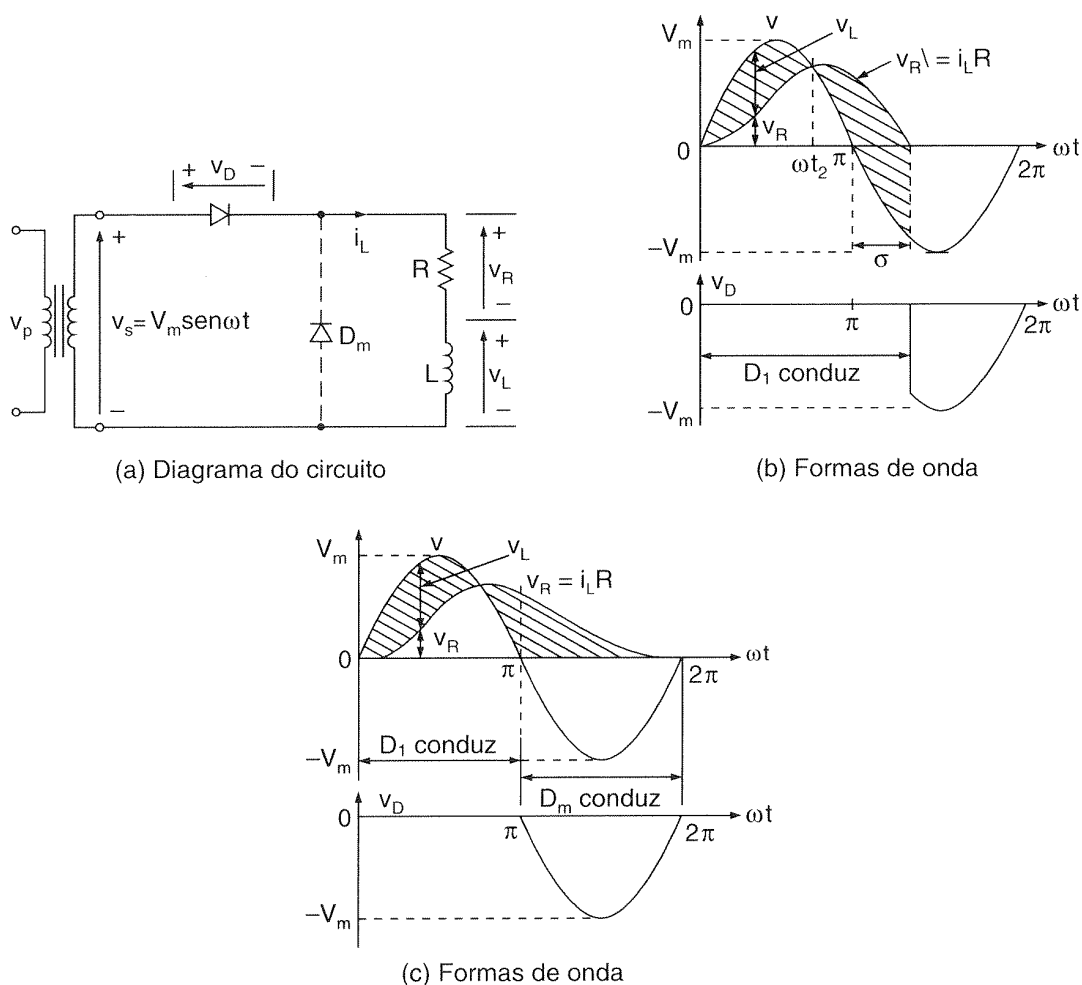
Pode ser notado a partir da Eq. (3.57) que a tensão média (e corrente) pode ser aumentada fazendo-se $\sigma = 0$, o que é possível com a adição de um diodo de comutação D_m, como na Figura 3.16a, com as linhas pontilhadas. O efeito desse diodo evita o aparecimento de uma tensão negativa sobre a carga; e como resultado, a energia magnética armazenada aumenta. Em $t = t_1 = \pi/\omega$, a corrente do diodo D_1 é transferida para D_m, e esse processo é chamado *comutação* de diodos; as formas de onda são mostradas na Figura 3.16c. Dependendo da constante de tempo da carga, a sua corrente pode ser descontínua. A corrente de carga i_L será descontínua com uma carga resistiva e contínua com uma carga indutiva muito alta. A continuidade da corrente de carga dependerá de sua constante de tempo $\tau = \omega L/R$.

Figura 3.16

Retificador de meia-onda com carga *RL*.

(a) Diagrama do circuito

(b) Formas de onda

(c) Formas de onda

Se a saída estiver conectada a uma bateria, o retificador pode ser utilizado como um carregador de baterias. Isto é mostrado na Figura 3.17a. Para $v_s > E$, o diodo D_1 conduz. O ângulo α, quando o diodo começa a conduzir, pode ser encontrado a partir da condição

$$V_m \operatorname{sen} \alpha = E$$

que dá

$$\alpha = \text{sen}^{-1} \frac{E}{V_m} \tag{3.58}$$

O diodo D_1 será desligado quando $v_s < E$ em

$$\beta = \pi - \alpha$$

A corrente de carga i_L, que é observada na Figura 3.17b, pode ser encontrada a partir de

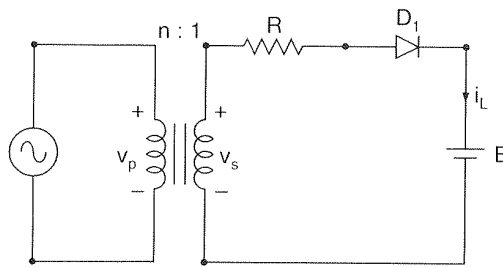
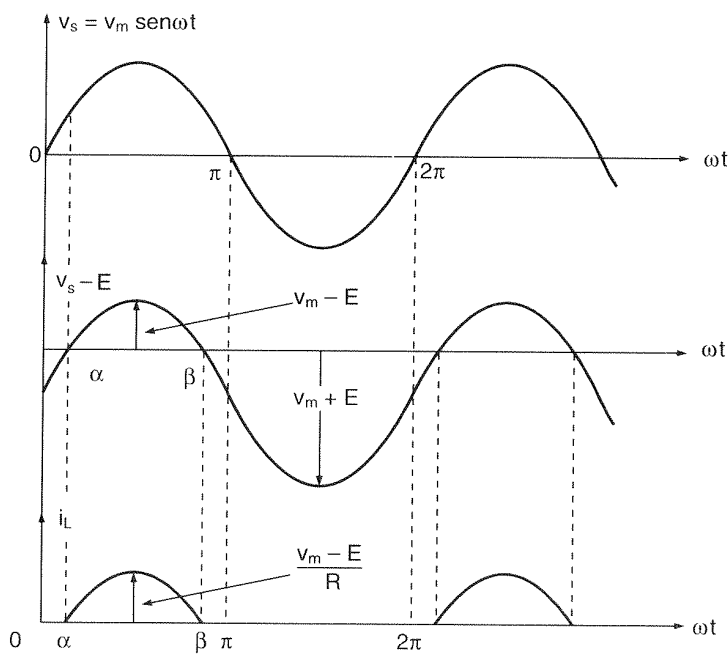
$$i_L = \frac{v_S - E}{R} = \frac{V_m \text{ sen } \omega t - E}{R} \quad \text{para } \alpha < \omega t < \beta$$

(a) Circuito

Figura 3.17

Carregador de baterias.

(b) Formas de onda

Exemplo 3.7

A tensão da bateria na Figura 3.17a é $E = 12$ V e sua capacidade é de 100 Wh. A corrente de carga média deve ser $I_{\text{médio}} = 5$ A. A tensão de entrada primária é $V_p = 120$ V, 60 Hz e o transformador tem uma relação de espiras de $n = 2{:}1$. Calcular (a) o ângulo de condução δ do diodo, (b) a resistência R de limitação da corrente, (c) a especificação de potência P_R de R, (d) o tempo h de carga em horas, (e) a eficiência do retificador η e (f) a tensão de pico inverso do diodo.

Solução: $E = 12$ V, $V_p = 120$ V, $V_s = V_p/n = 120/2 = 60$ V e $V_m = \sqrt{2}\, V_s = \sqrt{2} \times 60 = 84{,}85$ V.

(a) A partir da Eq. (3.58), $\alpha = \text{sen}^{-1}(12/84{,}85) = 8{,}13°$ ou 0,1419 rad. $\beta = 180 - 8{,}13 = 171{,}87°$. O ângulo de condução é $\delta = \beta - \alpha = 171{,}87 - 8{,}13 = 163{,}74°$.

(b) A corrente de carga média $I_{\text{médio}}$ é

$$I_{\text{médio}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \frac{V_m \,\text{sen}\, \omega t - E}{R}\, d(\omega t) = \frac{1}{2\pi R}(2V_m \cos\alpha + 2E\alpha - \pi E)$$

$$= \frac{1}{2\pi R}(2V_m \cos\alpha + 2E\alpha - \pi E) \tag{3.59}$$

que dá

$$R = \frac{1}{2\pi I_{\text{médio}}}(2V_m \cos\alpha + 2E\alpha - \pi E)$$

$$= \frac{1}{2\pi \times 5}(2 \times 84{,}85 \times \cos 8{,}13° + 2 \times 12 \times 0{,}1419 - \pi \times 12) = 4{,}26\ \Omega$$

(c) A corrente eficaz da bateria I_{rms} é

$$I_{\text{rms}}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \frac{(V_m \,\text{sen}\, \omega t - E)^2}{R^2}\, d(\omega t)$$

$$= \frac{1}{2\pi R^2}\left[\left(\frac{V_m^2}{2} + E^2\right)(\pi - 2\alpha) + \frac{V_m^2}{2}\,\text{sen}\, 2\alpha - 4V_m E \cos\alpha\right] \tag{3.60}$$

$$= 67{,}4$$

ou $I_{\text{médio}} = \sqrt{67{,}4} = 8{,}2$ A. A especificação de potência de R é $P_R = 8{,}2^2 \times 4{,}26 = 286{,}4$ W.

(d) A potência entregue à bateria $P_{média}$ é

$$P_{\text{média}} = EI_{\text{médio}} = 12 \times 5 = 60\,\text{W}$$

$$hP_{\text{média}} = 100 \quad \text{ou} \quad h = \frac{100}{P_{\text{média}}} = \frac{100}{60} = 1{,}667\,\text{h}$$

(e) A eficiência do retificador é

$$\eta = \frac{\text{potência entregue à bateria}}{\text{potência total de entrada}} = \frac{P_{\text{média}}}{P_{\text{média}} + P_R} = \frac{60}{60 + 286{,}4} = 17{,}32\%$$

(f) A tensão de pico inverso PIV do diodo é

$$\text{PIV} = V_m + E$$

$$= 84{,}85 + 12 = 96{,}85\,\text{V}$$

Exemplo 3.8

O retificador monofásico de meia-onda da Figura 3.14a é conectado a uma fonte de tensão de $V_s = 120\,\text{V}$, 60 Hz. Expressar a tensão instantânea de saída $v_L(t)$ na série de Fourier.

Solução: A tensão de saída do retificador v_L pode ser descrita por uma série de Fourier como

$$v_L(t) = V_{\text{médio}} + \sum_{n=1,2,\ldots}^{\infty} (a_n \text{ sen } \omega t + b_n \cos \omega t)$$

$$V_{\text{médio}} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} v_L\, d(\omega t) = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} V_m \text{ sen d}(\omega t) = \frac{V_m}{\pi}$$

$$a_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} v_L \text{ sen } n\omega t\, d(\omega t) = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} V_m \text{ sen } \omega t \text{ sen } n\omega t\, d(\omega t)$$

$$= \frac{V_m}{2} \qquad \text{para } n = 1$$

$$= 0 \qquad \text{para } n = 2, 4, 6, \ldots$$

$$b_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} v_L \cos n\omega t \, d(\omega t) = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} V_m \text{ sen } \omega t \cos n\omega t \, d(\omega t)$$

$$= \frac{V_m}{\pi}\frac{1 + (-1)^n}{1 - n^2} \qquad \text{para } n = 2, 3, 4, \ldots$$

$$= 0 \qquad \text{para } n = 1$$

Com a substituição de a_n e b_n, a tensão de saída instantânea torna-se

$$v_L(t) = \frac{V_m}{\pi} + \frac{V_m}{2}\text{ sen } \omega t - \frac{2V_m}{3\pi}\cos 2\omega t + \frac{2V_m}{15\pi}\cos 4\omega t - \frac{2V_m}{35\pi}\cos 6\omega t + \ldots \quad (3.61)$$

em que $V_m = \sqrt{2} \times 120 \doteq 169{,}7\text{ V}$ e $\omega = 2\pi \times 60 = 377 \text{ rad/s}$.

3.8 RETIFICADORES MONOFÁSICOS DE ONDA COMPLETA

Um circuito retificador de onda completa com um transformador com derivação (*tap*) central é mostrado na Figura 3.18a. Cada metade do transformador com seu diodo associado age como um retificador de meia-onda e a saída de um retificador de onda completa é mostrada na Figura 3.18b. Como não há corrente CC fluindo através do transformador, não há o problema da saturação CC do núcleo do transformador. A tensão média de saída é

$$V_{\text{médio}} = \frac{2}{T}\int_0^{T/2} V_m \text{ sen } \omega t \, dt = \frac{2V_m}{\pi} = 0{,}6366 V_m \quad (3.62)$$

Em vez da utilização de um transformador com derivação central, poderiam ser usados quatro diodos, como mostrado na Figura 3.19a. Durante o semiciclo positivo da tensão de entrada, a potência é fornecida à carga através dos diodos D_1 e D_2. Durante o semiciclo negativo D_3 e D_4 conduzem. A forma de onda para a tensão de saída é observada na Figura 3.19b e é similar àquela da Figura 3.18b. A tensão de pico inverso de um diodo é apenas V_m. Esse circuito, conhecido como um *retificador em ponte* (do inglês *bridge rectifier*), é comumente utilizado em aplicações industriais.

(a) Diagrama do circuito

(b) Formas de onda

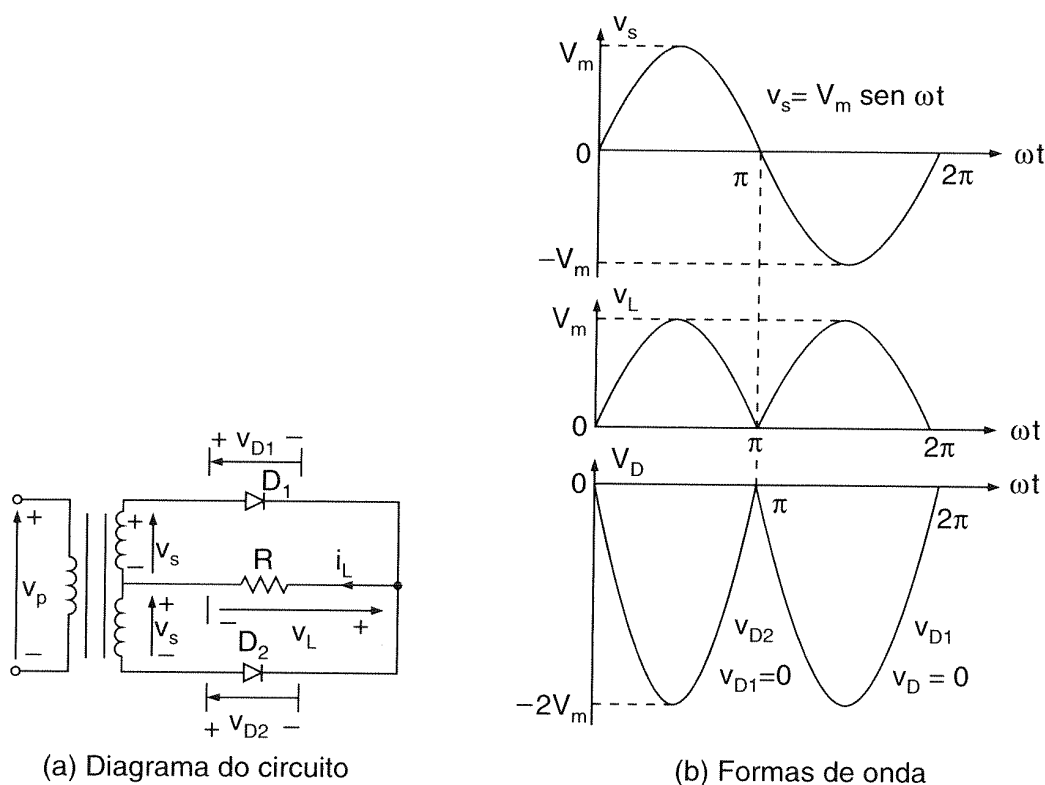



Figura 3.18

Retificador de onda completa com transformador com derivação central.

Exemplo 3.9

Se o retificador da Figura 3.18a tiver uma carga puramente resistiva de R, determinar (a) a eficiência, (b) o fator de forma, (c) o fator de ondulação, (d) o fator de utilização do transformador, (e) a tensão de pico inverso (PIV) do diodo D_1 e (f) o CF da corrente de entrada.

Solução: A partir da Eq. (3.62), a tensão média de saída é

$$V_{\text{médio}} = \frac{2V_m}{\pi} = 0{,}6366V_m$$

e a corrente média da carga é

$$I_{\text{médio}} = \frac{V_{\text{médio}}}{R} = \frac{0{,}6366V_m}{R}$$

O valor eficaz da tensão de saída é

$$V_{\text{rms}} = \left[\frac{2}{T}\int_0^{T/2} (V_m \text{ sen } \omega t)^2\, dt\right]^{1/2} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = 0{,}707V_m$$

$$I_{\text{rms}} = \frac{V_{\text{rms}}}{R} = \frac{0{,}707V_m}{R}$$

A partir da Eq. (3.42), $P_{médio} = (0{,}6366V_m)^2/R$, e da Eq. (3.43), $P_{ca} = (0{,}707V_m)^2/R$.

(a) A partir da Eq. (3.44), a eficiência $\eta = (0{,}6366V_m)^2/(0{,}707V_m)^2 = 81\%$.

(b) A partir da Eq. (3.46), o fator de forma $FF = 0{,}707V_m/0{,}6366V_m = 1{,}11$.

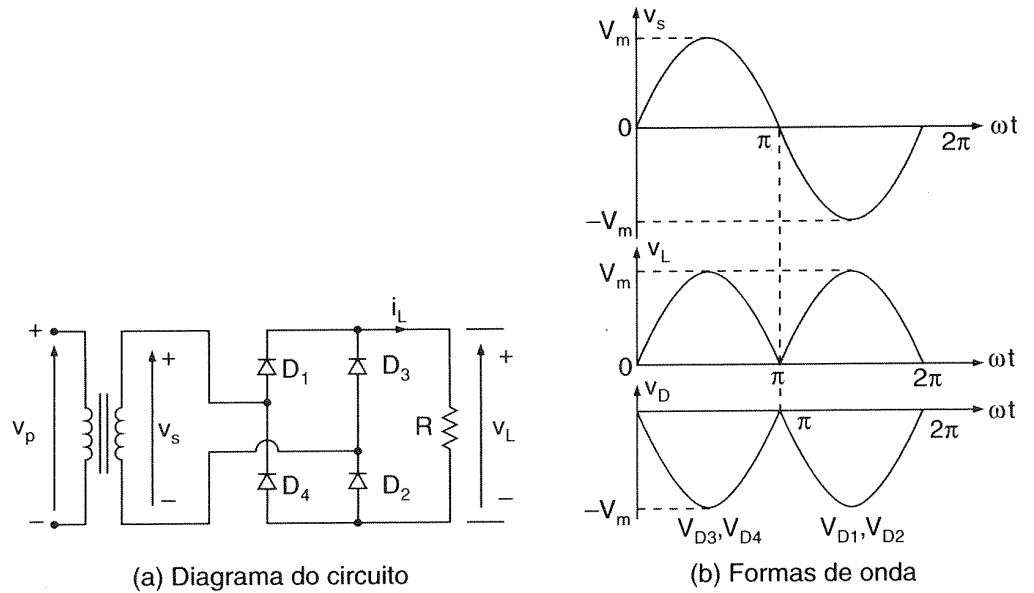
(c) A partir da Eq. (3.48), o fator de ondulação $RF = \sqrt{1{,}11^2 - 1} = 0{,}482$ ou 48,2%.

(d) A tensão eficaz do secundário do transformador $V_s = V_m/\sqrt{2} = 0{,}707V_m$.

Figura 3.19

Retificador de onda completa em ponte.

(a) Diagrama do circuito

(b) Formas de onda

O valor eficaz da corrente secundária é $I_s = 0{,}5V_m/R$. A especificação de potência aparente do transformador é $VA = 2V_sI_s = 2 \times 0{,}707V_m \times 0{,}5V_m/R$. A partir da Eq. (3.49),

$$TUF = \frac{0{,}6366^2}{2 \times 0{,}707 \times 0{,}5} = 0{,}5732 = 57{,}32\%$$

(e) A tensão de pico inverso, $PIV = 2V_m$.

(f) $I_{s\,(pico)} = V_m/R$ e $I_s = 0{,}707V_m/R$. O fator de crista CF da corrente de entrada é $CF = I_{s(pico)}/I_s = 0{,}707 = \sqrt{2}$.

Nota: A performance de um retificador de onda completa é significativamente melhor, se comparada com aquela do retificador de meia-onda.

Exemplo 3.10

O retificador da Figura 3.18a tem uma carga *RL*. Usar o método da série de Fourier para obter as expressões da tensão de saída $v_L(t)$.

Solução: A tensão de saída do retificador pode ser descrita por uma série de Fourier (que é revisada no Apêndice E) como

$$v_L(t) = V_{\text{médio}} + \sum_{n=2,4,\ldots}^{\infty} (a_n \cos \omega t + b_n \text{ sen } n\omega t)$$

em que

$$V_{\text{médio}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_L(t)\, d(\omega t) = \frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi} V_m \text{ sen } \omega t\, d(\omega t) = \frac{2V_m}{\pi}$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_L \cos n\omega t\, d(\omega t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} V_m \text{ sen } \omega t \cos n\omega t\, d(\omega t)$$

$$= \frac{4V_m}{\pi} \sum_{n=2,4,\ldots}^{\infty} \frac{-1}{(n-1)(n+1)}$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} vL \text{ sen } n\omega t\, d(\omega t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} V_m \text{ sen } \omega t \text{ sen } n\omega t\, d(\omega t) = 0$$

Com a substituição dos valores de a_n e b_n, a expressão da tensão de saída é

$$v_L(t) = \frac{2V_m}{\pi} - \frac{4V_m}{2\pi} \cos 2\omega t - \frac{4V_m}{15\pi} \cos 4\omega t - \frac{4V_m}{35\pi} \cos 6\omega t - \ldots \tag{3.63}$$

Nota: A saída de um retificador de onda completa contém apenas harmônicos pares e o segundo harmônico é o mais dominante, sendo sua freqüência de $2f$ (= 120 Hz). A tensão de saída na Eq. (3.63) pode ser obtida pela multiplicação do espectro da função de chaveamento; isto é explicado no Apêndice C.

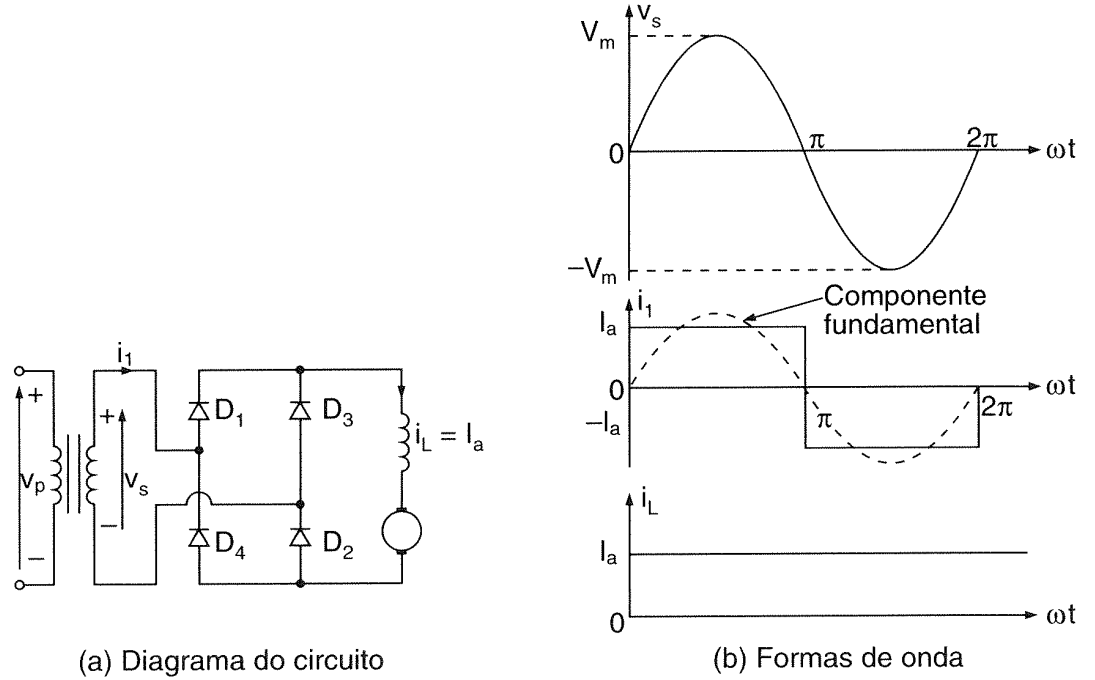
Exemplo 3.11

Um retificador monofásico em ponte que alimenta uma carga indutiva muito alta, como uma máquina de corrente contínua (motor CC), é mostrado na Figura 3.20a. A relação de espiras do transformador é unitária. A carga é tal que o motor possui uma corrente de armadura sem ondulação I_a, como na Figura 3.20b. Determinar (a) o fator harmônico HF da corrente de entrada e (b) o fator de potência PF de entrada do retificador.

Solução: Normalmente um motor CC é uma carga altamente indutiva e age como um filtro na redução da ondulação da corrente através deste.

Figura 3.20

Retificador de onda completa em ponte com motor CC como carga.

(a) Diagrama do circuito

(b) Formas de onda

(a) As formas de onda para a corrente e tensão de entrada do retificador encontram-se na Figura 3.20b. A corrente de entrada pode ser expressa em uma série de Fourier como

$$i_1(t) = I_{\text{médio}} + \sum_{n=1,3,\ldots}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \operatorname{sen} n\omega t)$$

onde

$$I_{\text{médio}} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i_1(t)\, d(\omega t) = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} I_1\, d\omega t) = 0$$

$$a_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} i_1(t) \cos n\omega t\, d(\omega t) = \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} I_a \cos n\omega t\, d(\omega t) = 0$$

$$b_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} i_1(t) \operatorname{sen} n\omega t\, d(\omega t) = \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} I_a \operatorname{sen} n\omega t\, d(\omega t) = \frac{4I_a}{n\pi}$$

Com a substituição dos valores de a_n e b_n, a expressão para a corrente de entrada é

$$i_1(t) = \frac{4I_a}{\pi}\left(\frac{\text{sen}\,\omega t}{1} + \frac{\text{sen}\,3\omega t}{3} + \frac{\text{sen}\,5\omega t}{5} + \dots\right) \tag{3.64}$$

O valor eficaz do componente fundamental da corrente de entrada é

$$I_{s1} = \frac{4I_a}{\pi\sqrt{2}} = 0{,}90 I_a$$

O valor eficaz da corrente de entrada é

$$I_s = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} I_a \left[1 + \left(\frac{1}{3}\right)^2 + \left(\frac{1}{5}\right)^2 + \left(\frac{1}{7}\right)^2 + \left(\frac{1}{9}\right)^2 + \dots\right]^{1/2} = I_a$$

A partir da Eq. (3.51),

$$\text{HF} = \text{THD} = \left[\left(\frac{1}{0{,}90}\right)^2 - 1\right]^{1/2} = 0{,}4843 \quad \text{ou} \quad 48{,}43\%$$

(b) O ângulo de deslocamento $\phi = 0$ e o fator de deslocamento DF $= \cos\phi = 1$. A partir da Eq. (3.52), o fator de potência PF $= (I_{s1}/I_s)\cos\phi = 0{,}90$ (indutivo).

3.9 RETIFICADOR MONOFÁSICO DE ONDA COMPLETA COM CARGA *RL*

Com uma carga resistiva, a corrente de carga é idêntica em forma à tensão de saída. Na prática, a maioria das cargas é indutiva até certo ponto e a corrente de carga depende dos valores da resistência R e da indutância L da carga. Isto é mostrado na Figura 3.21a. Uma bateria de tensão E é adicionada ao circuito para o desenvolvimento de equações generalizadas. Se $v_s = V_m \,\text{sen}\,\omega t = \sqrt{2}\,V_s\,\text{sen}\,\omega t$ é a tensão de entrada, a corrente da carga i_L pode ser encontrada a partir de

$$L\frac{di_L}{dt} + Ri_L + E = \sqrt{2}\,V_s\,\text{sen}\,\omega t$$

que tem uma solução da forma

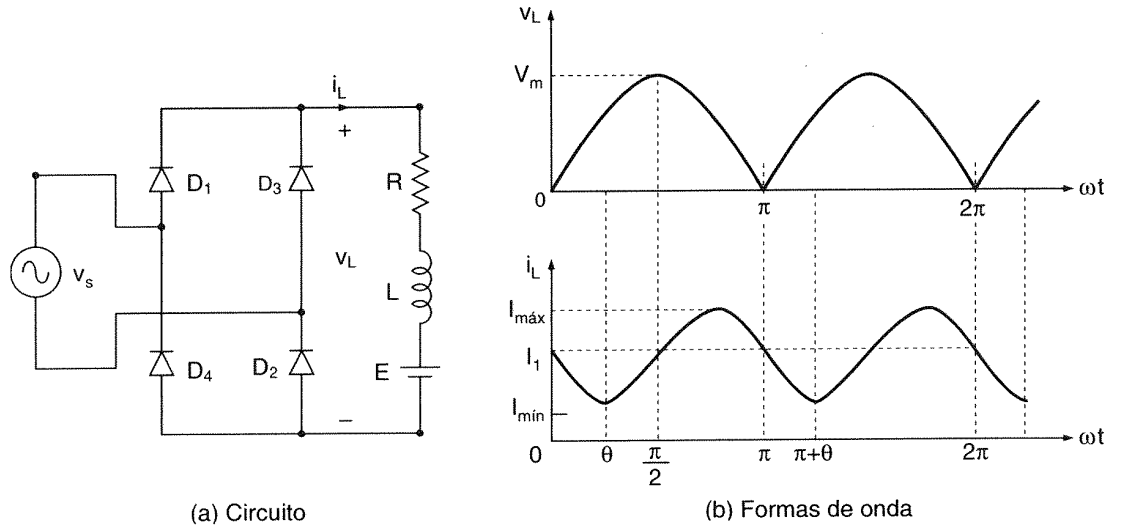
$$i_L = \frac{\sqrt{2}\,V_s}{Z}\,\text{sen}\,(\omega t - \theta) + A_1 e^{-(R/L)t} - \frac{E}{R} \tag{3.65}$$

em que a impedância da carga $Z = [R^2 + (\omega L)^2]^{1/2}$ e o ângulo da impedância da carga $\theta = \tan^{-1}(\omega L/R)$.

Figura 3.21

Retificador de onda completa em ponte com carga *RL*.

(a) Circuito

(b) Formas de onda

Caso 1: corrente de carga contínua. A constante A_1 na Eq. (3.65) pode ser determinada a partir da condição $\omega t = \pi$, $i_L = I_1$.

$$A_1 = \left(I_1 + \frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2}\, V_s}{Z} \operatorname{sen} \theta \right) e^{(R/L)(\pi/\omega)}$$

A substituição de A_1 na Eq. (3.65) dá

$$i_L = \frac{\sqrt{2}\, V_s}{Z} \operatorname{sen}(\omega t - \theta) + \left(I_1 + \frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2}\, V_s}{Z} \operatorname{sen} \omega \right) e^{(R/L)(\pi/\omega - t)}$$

Sob condições de regime permanente, $i_L(\omega t = 0) = i_L(\omega t = \pi)$. Isto é, $i_L(\omega t = 0) = I_1$. Aplicando essa condição, obtém-se o valor de I_1 como

$$I_1 = \frac{\sqrt{2}\, V_s}{Z} \operatorname{sen} \theta \, \frac{1 + e^{-(R/L)(\pi/\omega)}}{1 - e^{-(R/L)(\pi/\omega)}} - \frac{E}{R} \quad \text{para } I_1 \geq 0 \tag{3.66}$$

que, após a substituição na Eq. (3.66) e simplificação, dá

$$i_L = \frac{\sqrt{2}\, V_s}{Z} \left[\operatorname{sen}(\omega t - \theta) + \frac{2}{1 - e^{-(R/L)(\pi/\omega)}} \operatorname{sen} \theta \, e^{-(R/L)t} \right] - \frac{E}{R} \tag{3.67}$$

$$\text{para } 0 \leq \omega t \leq \pi \quad \text{e} \quad i_L \geq 0$$

O valor eficaz da corrente do diodo pode ser encontrado a partir da Eq. (3.67) como

$$I_r = \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} i_L^2 \, d(\omega t) \right]^{1/2}$$

e a corrente eficaz de saída pode então ser determinada pela combinação da corrente eficaz de cada diodo, como

$$I_{\text{rms}} = (I_r^2 + I_r^2)^{1/2} = \sqrt{2}\, I_r$$

A corrente média do diodo pode também ser encontrada a partir da Eq. (3.67) como

$$I_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_L \, d(\omega t)$$

Caso 2: corrente de carga descontínua. A corrente de carga flui apenas durante o período $\alpha \leq \omega t \leq \beta$. Os diodos iniciam a condução em $\omega t = \alpha$, dado por

$$\alpha = \text{sen}^{-1} \frac{E}{V_m}$$

Em $\omega t = \alpha$, $i_L(\omega t) = 0$ e a Eq. (3.65) dá

$$A_1 = \left[\frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2}\, V_s}{Z} \text{sen}\,(\alpha - \theta) \right] e^{(R/L)(\alpha/\omega)}$$

que, após a substituição na Eq. (3.65), dá a corrente de carga

$$i_L = \frac{\sqrt{2}\, V_s}{Z} \text{sen}\,(\omega t - \theta) + \left[\frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2}\, V_s}{Z} \text{sen}\,(\alpha - \theta) \right] e^{(R/L)(\alpha/t)} \qquad (3.68)$$

Em $\omega t = \beta$, a corrente cai a zero e $i_L(\omega t = \beta) = 0$. Isto é,

$$\frac{\sqrt{2}\, V_s}{Z} \text{sen}\,(\beta - \theta) + \left[\frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2}\, V_s}{Z} \text{sen}\,(\alpha - \theta) \right] e^{(R/L)(\alpha - \beta)\omega} = 0$$

β pode ser determinado a partir dessa equação transcendental por um método interativo de solução (tentativa e erro), discutido na Seção 6.5 (p. 245). Inicia-se com $\beta = 0$ e aumenta-se seu valor de uma quantidade muito pequena até que o lado esquerdo dessa equação se torne zero.

A corrente eficaz do diodo pode ser encontrada a partir da Eq. (3.68) como

$$I_r = \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i_L^2 \, d(\omega t) \right]^{1/2}$$

A corrente média do diodo pode também ser encontrada a partir da Eq. (3.68) como

$$I_d = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i_L \, d(\omega t)$$

Exemplo 3.12

O retificador monofásico em onda completa da Figura 3.21a tem $L = 6{,}5$ mH, $R = 2{,}5\ \Omega$ e $E = 10$ V. A tensão de entrada é $V_s = 120$ V em 60 Hz. (a) Determinar (1) a corrente de carga de regime permanente I_1 em $t = 0$, (2) a corrente média do diodo I_d, (3) a corrente eficaz do diodo I_r e (4) a corrente eficaz de saída I_{rms}. (b) Usar o PSpice para plotar a corrente instantânea de saída i_L. Supor os parâmetros do diodo IS = 2.22E –15, BV = 1800V.

Solução: Não se sabe se a corrente de carga é contínua ou descontínua. Supor que a corrente de carga é contínua e prosseguir a solução. Se a suposição não estiver correta, a corrente de carga será zero; então mudar para o caso da corrente de carga descontínua.

(a) $R = 2{,}5\ \Omega$, $L = 6{,}5$ mH, $f = 60$ Hz, $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s, $V_s = 120$ V, $Z = [R^2 + (\omega L)^2]^{1/2} = 3{,}5\ \Omega$ e $\theta = \tan^{-1}(\omega L/R) = 44{,}43°$.

(1) A corrente de carga de regime permanente em $\omega t = 0$, $I_1 = 32{,}8$ A. Como $I_1 > 0$, a corrente de carga é contínua e a suposição está correta.

(2) A integração numérica de i_L na Eq. (3.67) dá a corrente média do diodo como $I_d = 19{,}61$ A.

(3) Por integração numérica de i_L^2 entre os limites $\omega t = 0$ e π, obtém-se a corrente eficaz do diodo como $I_r = 28{,}5$ A.

(4) A corrente eficaz de saída $I_{rms} = \sqrt{2}\, I_r = \sqrt{2} \times 28{,}50 = 40{,}3$ A.

Notas:

1. I_L tem um valor mínimo de 25,2 A em $\omega t = 25{,}5°$ e um valor máximo de 51,46 A em $\omega t = 125{,}25°$. I_L torna-se 27,41 A em $\omega t = \theta$ e 48,2 A em $\omega t = \theta + \pi$. Portanto, o valor mínimo de I_L ocorre aproximadamente em $\omega t = \theta$.

2. A ação de chaveamento dos diodos torna não-lineares as equações para as correntes. Um método numérico de solução para as correntes do diodo é mais eficaz que as técnicas clássicas. Um programa de computador é utilizado para resolver I_1, I_d e I_r pela utilização da integração numérica. Os estudantes devem ser estimulados a verificar os resultados desse exemplo e a apreciar a utilidade da solução numérica, especialmente na resolução de circuitos de diodos com equações não-lineares.

(b) O retificador monofásico em ponte para simulação em PSpice é mostrado na Figura 3.22. A listagem do arquivo do circuito é a que se segue:

```
Example 3-12  Single-Phase Bridge Rectifier with RL load
VS    1    0    SIN (0  169. 7V  60Hz)
L     2    3    6.5MH
R     3    4    2.5
VX    4    5    DC   10V      ;Voltage source to measure the output curent
D1    1    2    DMOD                        ; Diode model
D2    5    0    DMOD
D3    0    2    DMOD
D4    5    1    DMOD
.MODEL  DMOD  D(IS=2.22E-15  BV=1800V)      ; Diode model parameters
.TRAN   1US   32MS  16.667MS                ; Transient analysis
.PROBE                                      ; Graphics postprocessor
.END
```

A plotagem em PSpice da corrente instantânea de saída i_L é mostrada na Figura 3.23, que dá $I_1 = 31{,}83$ A

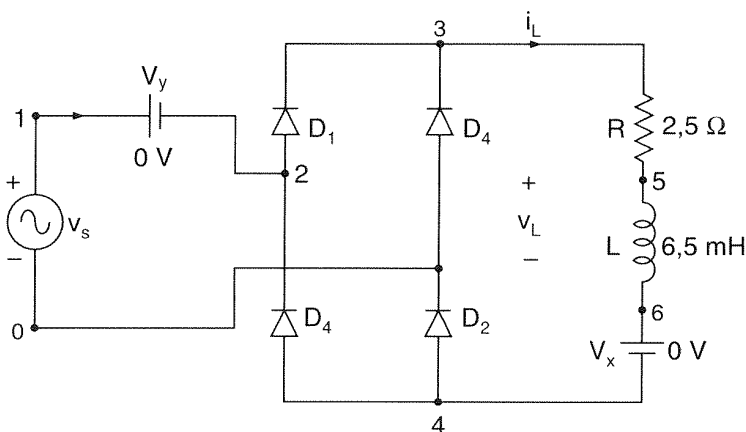
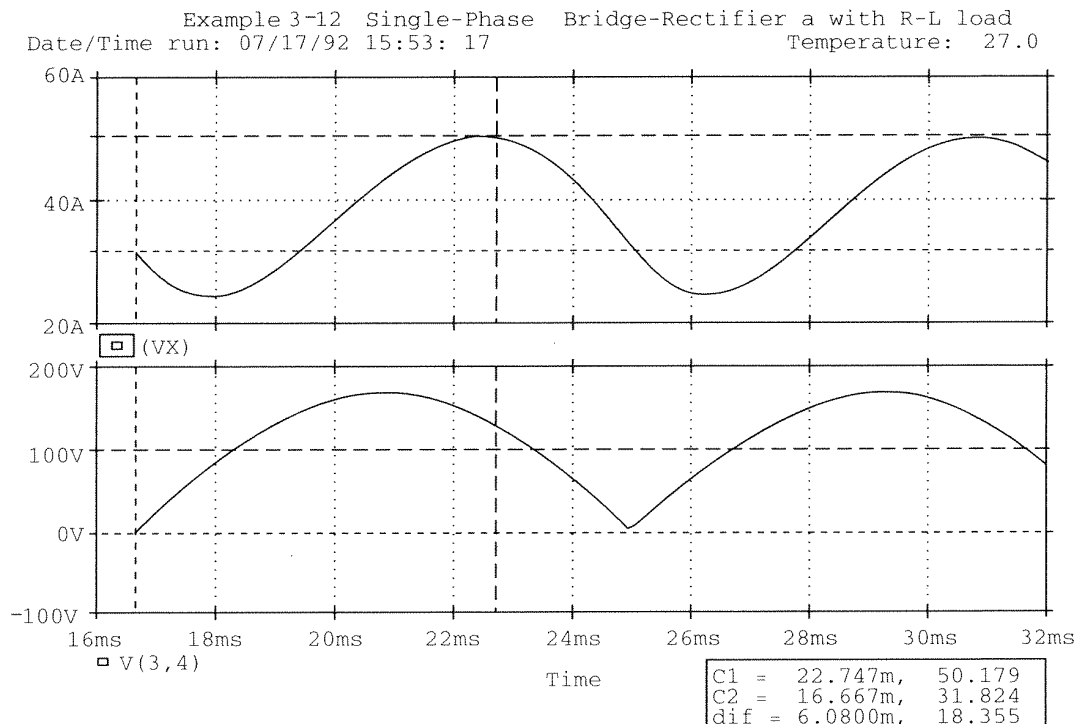



Figura 3.22

Retificador monofásico em ponte para simulação em PSpice.

Figura 3.23

Plotagem PSpice para o Exemplo 3.12.

3.10 RETIFICADORES POLIFÁSICOS EM ESTRELA

Vimos na Eq. (3.62) que a tensão média de saída, que poderia ser obtida de retificadores monofásicos de onda completa, era $0{,}6366V_m$ e esses retificadores seriam utilizados em aplicações para um nível de potência de até 15 kW. Para potências de saída mais elevadas, retificadores *trifásicos* e *polifásicos* são utilizados. A série de Fourier da tensão de saída dada pela Eq. (3.63) indica que a saída contém harmônicos e que a freqüência do *componente fundamental* é duas vezes a freqüência da fonte ($2f$).

Na prática, normalmente é utilizado um filtro para reduzir o nível dos harmônicos na carga; e o tamanho do filtro diminui com o aumento da freqüência dos harmônicos. Além da maior potência de saída dos retificadores polifásicos, a freqüência fundamental dos harmônicos também aumenta e é q vezes a freqüência da fonte (qf). Esse retificador é também conhecido como *retificador em estrela*.

(a) Diagrama do circuito

(b) Formas de onda

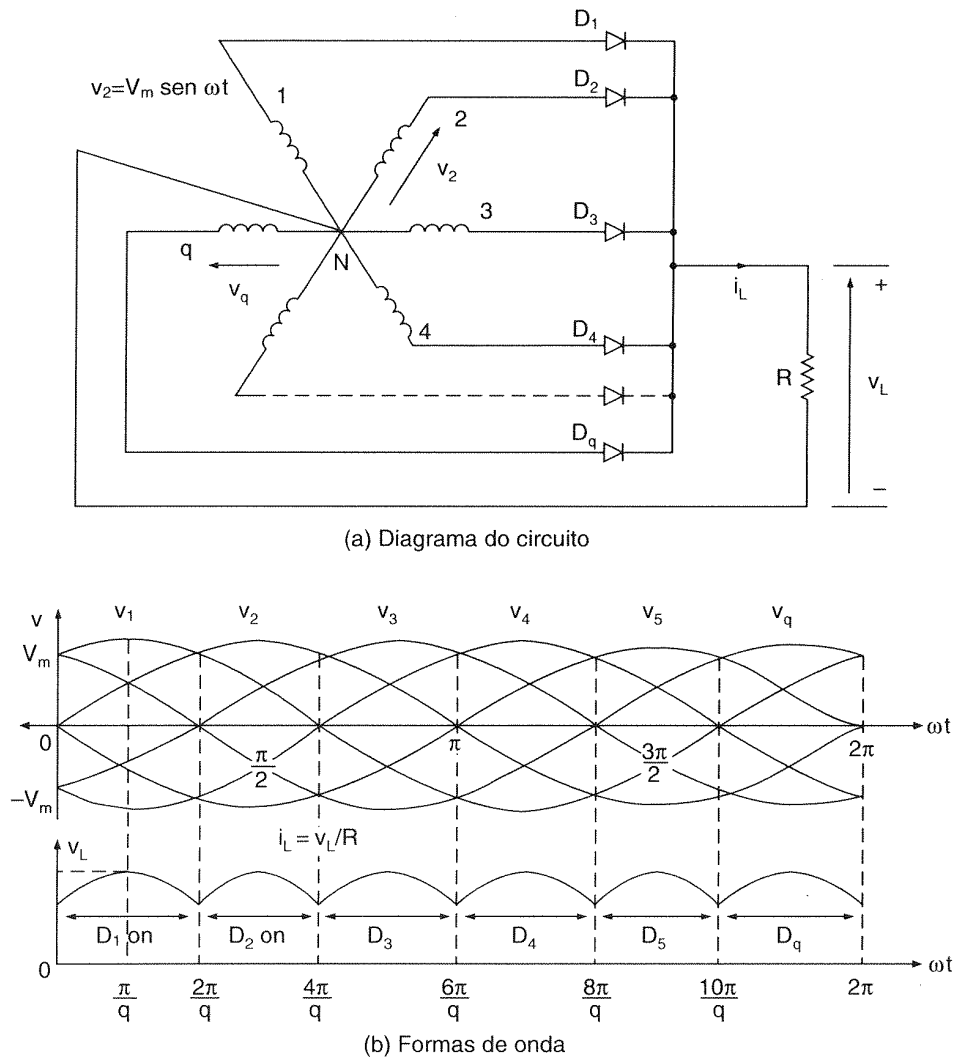



Figura 3.24

Retificadores polifásicos.

O circuito retificador da Figura 3.18a pode ser estendido para múltiplas fases, tendo enrolamentos polifásicos no secundário do transformador, como mostrado na Figura 3.24a. Este circuito pode ser considerado como q retificadores monofásicos de meia-onda e é um retificador de meia-onda. O diodo kth conduzirá durante o período em que a tensão da fase kth for maior que a das outras fases. As formas de onda para as tensões e correntes são observados na Figura 3.24b. O período de condução de cada diodo é $2\pi/q$.

Pode-se notar da Figura 3.24b que a corrente que flui através dos enrolamentos secundários é unidirecional e contém um componente CC. Apenas um enrolamento secundário fornece corrente em um tempo específico e, como resultado, o primário tem de ser conectado em triângulo a fim de eliminar o componente CC do lado da entrada do transformador. Isto minimiza o conteúdo harmônico da corrente primária de fase.

Supondo uma onda cossenoidal de π/q a $2\pi/q$, a tensão média de saída para um retificador de q fases é dada por

$$V_{\text{médio}} = \frac{2}{2\pi/q} \int_0^{\pi/q} V_m \cos \omega t \, d(\omega t) = V_m \frac{q}{\pi} \operatorname{sen} \frac{\pi}{q} \tag{3.69}$$

$$V_{\text{rms}} = \left[\frac{2}{2\pi/q} \int_0^{\pi/q} V_m^2 \cos^2 \omega t \, d(\omega t) \right]^{1/2}$$

$$= V_m \left[\frac{q}{2\pi} \left(\frac{\pi}{q} + \frac{1}{2} \operatorname{sen} \frac{2\pi}{q} \right) \right]^{1/2} \tag{3.70}$$

Se a carga for puramente resistiva, a corrente máxima através de um diodo será $I_m = V_m/R$ e o valor eficaz da corrente de um diodo (ou corrente secundária do transformador) poderá ser encontrado como

$$I_s = \left[\frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi/q} I_m^2 \cos^2 \omega t \, d(\omega t) \right]^{1/2}$$

$$= I_m \left[\frac{1}{2\pi} \left(\frac{\pi}{q} + \frac{1}{2} \operatorname{sen} \frac{2\pi}{q} \right) \right]^{1/2} = \frac{V_{\text{rms}}}{R} \tag{3.71}$$

Exemplo 3.13

Um retificador trifásico em estrela tem uma carga puramente resistiva com R ohms. Determinar (a) a eficiência, (b) o fator de forma, (c) o fator de ondulação, (d) o fator de utilização do transformador, (e) a tensão de pico inverso PIV de cada diodo e (f) a corrente máxima através de um diodo, se o retificador estiver fornecendo $I_{\text{médio}} = 30$ A a uma tensão de saída de $V_{\text{médio}} = 140$ V.

Solução: Para um retificador trifásico $q = 3$ nas Eqs. (3.69), (3.70) e (3.71).

(a) A partir da Eq. (3.69), $V_{\text{médio}} = 0{,}8237V_m$ e $I_{\text{médio}} = 0{,}827V_m/R$. Da Eq. (3.70), $V_{\text{rms}} = 0{,}84068V_m$ e $I_{\text{rms}} = 0{,}84068V_m/R$. Da Eq. (3.42), $P_{\text{médio}} = (0{,}827V_m)^2/R$; da Eq. (3.43) $P_{ca} = (0{,}840648V_m)^2/R$ e da Eq. (3.44) a eficiência é

$$\eta = \frac{(0{,}827V_m)^2}{(0{,}84068V_m)^2} = 96{,}77\%$$

(b) A partir da Eq. (3.46), o fator de forma FF = 0,84068/0,827 = 1,0165 ou 101,65%.

(c) A partir da Eq. (3.48), o fator de ondulação RF = $\sqrt{1{,}0165^2 - 1} = 0{,}1824 = 18{,}24\%$.

(d) Da Eq. (3.56), a tensão eficaz do secundário do transformador, $V_s = 0{,}707V_m$. Da Eq. (3.71), a corrente eficaz do secundário do transformador,

$$I_s = 0{,}4854 I_m = \frac{0{,}4854 V_m}{R}$$

A especificação de potência aparente, VA do transformador, para $q = 3$ é

$$\text{VA} = 3V_s I_s = 3 \times 0{,}707 V_m \times \frac{0{,}4854 V_m}{R}$$

A partir da Eq. (3.49),

$$\text{TUF} = \frac{0{,}827^2}{3 \times 0{,}707 \times 0{,}4854} = 0{,}6643$$

(e) A tensão de pico inverso de cada diodo é igual ao valor máximo da tensão secundária entre fases. Os circuitos trifásicos são revisados no Apêndice A (p. 743). A tensão entre fases (ou tensão de linha) é $\sqrt{3}$ vezes a tensão de fase (ou tensão fase-neutro) e assim o PIV $= \sqrt{3}\, V_m$.

(f) A corrente média através de cada diodo é

$$I_d = \frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi/q} I_m \cos \omega t \, d(\omega t) = I_m \frac{1}{\pi} \operatorname{sen} \frac{\pi}{q} \tag{3.72}$$

Para $q = 3$, $I_d = 0{,}2757 I_m$. A corrente média através de cada diodo é $I_d = 30/3 = 10$ A, e isto dá a corrente máxima como $I_m = 10/0{,}2757 = 36{,}27$ A.

Exemplo 3.14

(a) Expressar a tensão de saída do retificador de q fases da Figura 3.24a na série de Fourier.

(b) Se $q = 6$, $V_m = 170$ V e a freqüência da rede for $f = 60$ Hz, determinar o valor eficaz do harmônico dominante e sua freqüência.

Solução: (a) As formas de onda para q pulsos são mostradas na Figura 3.24b e a freqüência da saída é q vezes a do componente fundamental (qf). Para encontrar as constantes da série de Fourier, integra-se de $-\pi/q$ a π/q e as constantes são

$$b_n = 0$$

$$a_n = \frac{1}{\pi/q} \int_{-\pi/q}^{\pi/q} V_m \cos \omega t \cos n\omega t \, d(\omega t)$$

$$= \frac{qV_m}{\pi} \left\{ \frac{\operatorname{sen}[(n-1)\pi/q]}{n-1} + \frac{\operatorname{sen}[(n+1)\pi/q]}{n+1} \right\}$$

$$= \frac{qV_m}{\pi} \frac{(n+1)\operatorname{sen}[(n-1)\pi/q] + (n-1)\operatorname{sen}[(n+1)\pi/q]}{n^2 - 1}$$

Após a simplificação e com a utilização de relações trigonométricas, obtém-se

$$\operatorname{sen}(A + B) = \operatorname{sen} A \cos B + \cos A \operatorname{sen} B$$

e

$$\operatorname{sen}(A - B) = \operatorname{sen} A \cos B - \cos A \operatorname{sen} B$$

obtém-se

$$a_n = \frac{2qV_m}{\pi(n^2 - 1)} \left(n \operatorname{sen} \frac{n\pi}{q} \cos \frac{\pi}{q} - \cos \frac{n\pi}{q} \operatorname{sen} \frac{\pi}{q} \right) \tag{3.73}$$

Para um retificador com q pulsos por ciclo, as harmônicas da tensão de saída são: qth, $2q$th, $3q$th, $4q$th e a Eq. (3.73) é válida para $n = 0, 1q, 2q, 3q$. O termo $\operatorname{sen}(n\pi/q) = \operatorname{sen}\pi = 0$, e a Eq. (3.73) torna-se

$$a_n = \frac{-2qV_m}{\pi(n^2 - 1)} \left(\cos \frac{n\pi}{q} \operatorname{sen} \frac{\pi}{q} \right)$$

O componente CC é encontrado fazendo-se $n = 0$ e é

$$V_{\text{médio}} = \frac{a_0}{2} = V_m \frac{q}{\pi} \operatorname{sen} \frac{\pi}{q} \tag{3.74}$$

que é a mesma da Eq. (3.69). A série de Fourier da tensão de saída v_L é expressa como

$$v_L(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=q,\, 2q,\, \ldots}^{\infty} a_n \cos n\omega t$$

Com a substituição do valor de a_n, obtém-se

$$v_L = V_m \frac{q}{\pi} \operatorname{sen} \frac{\pi}{q} \left(1 - \sum_{n=q,\, 2q,\, \ldots}^{n} \frac{2}{n^2 - 1} \cos \frac{n\pi}{q} \cos n\omega t \right) \tag{3.75}$$

(b) Para $q = 6$, a tensão de saída é expressa como

$$v_L(t) = 0{,}9549V_m \left(1 + \frac{2}{35} \cos 6\omega t - \frac{2}{143} \cos 12\omega t + \ldots \right) \tag{3.76}$$

O sexto harmônico é o dominante. O valor eficaz de uma tensão senoidal é $1/\sqrt{2}$ vezes sua amplitude máxima, e o valor eficaz do sexto harmônico é $V_6 = 0{,}9549V_m \times 2/(35 \times \sqrt{2}) = 6{,}56$ A e sua freqüência é $f_6 = 6f = 360$ Hz.

3.11 RETIFICADORES TRIFÁSICOS EM PONTE

Um retificador trifásico em ponte é comumente utilizado em aplicações de alta potência e é mostrado na Figura 3.25. Este é um *retificador em onda completa.* Ele pode operar com ou sem transformador e dá uma ondulação de seis pulsos na tensão de saída. Os diodos são numerados na ordem da seqüência de condução e cada um conduz por 120°. A seqüência de condução para os diodos é 12, 23, 34, 45, 56 e 61. O par de diodos que estiver conectado entre aquele par das fases da alimentação que tiver a maior tensão instantânea de fase a fase conduzirá. A tensão fase a fase (ou de linha) é $\sqrt{3}$ vezes a tensão de fase de uma fonte trifásica conectada em Y (ou estrela). As formas de onda e tempos de condução dos diodos aparecem na Figura 3.26.

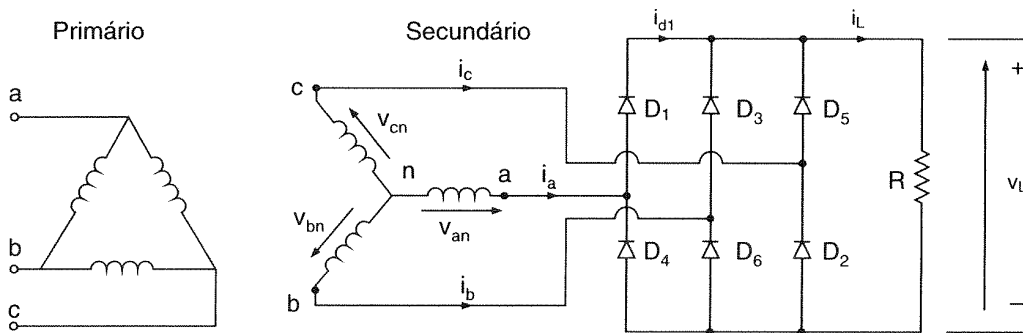



Figura 3.25

Retificador trifásico em ponte.

A tensão média de saída é encontrada a partir de

$$V_{\text{médio}} = \frac{2}{2\pi/6}\int_0^{\pi/6} \sqrt{3}\,V_m \cos\omega t\, d(\omega t)$$

$$= \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m = 1{,}654V_m \tag{3.77}$$

em que V_m é a tensão máxima de fase. A tensão eficaz de saída é

$$V_{\text{rms}} = \left[\frac{2}{2\pi/6}\int_0^{\pi/6} 3V_m^2 \cos^2\omega t\, d(\omega t)\right]^{1/2}$$

$$= \left(\frac{3}{2} + \frac{9\sqrt{3}}{4\pi}\right)^{1/2} V_m = 1{,}6554V_m \tag{3.78}$$

Se a carga for puramente resistiva, a corrente máxima através de um diodo será $I_m = \sqrt{3}\, V_m/R$ e o valor eficaz da corrente no diodo será

$$I_r = \left[\frac{2}{2\pi/6} \int_0^{\pi/6} 3V_m^2 \cos^2 \omega t \, d(\omega t) \right]^{1/2}$$

$$= I_m \left[\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{q} + \frac{1}{2} \operatorname{sen} \frac{2\pi}{6} \right) \right]^{1/2} \tag{3.79}$$

$$= 0{,}5518 I_m$$

e o valor eficaz da corrente secundária do transformador,

$$I_s = \left[\frac{8}{2\pi} \int_0^{\pi/6} I_m^2 \cos^2 \omega t \, d(\omega t) \right]^{1/2}$$

$$= I_m \left[\frac{2}{\pi} \left(\frac{\pi}{6} + \frac{1}{2} \operatorname{sen} \frac{2\pi}{6} \right) \right]^{1/2} \tag{3.80}$$

$$= 0{,}7804 I_m$$

onde I_m é a corrente máxima secundária de fase.

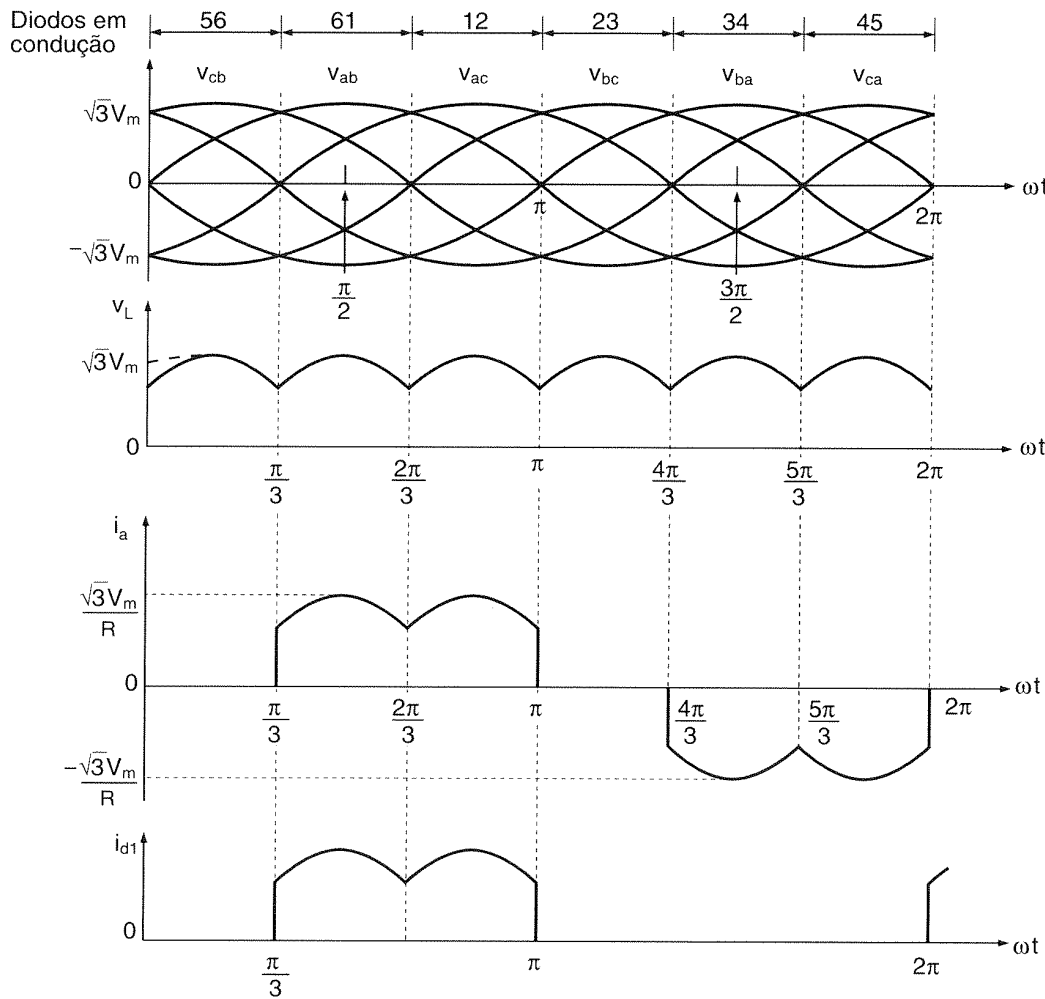



Figura 3.26

Formas de onda e tempos de condução dos diodos.

Exemplo 3.15

Um retificador trifásico em ponte tem uma carga puramente resistiva de R. Determinar (a) a eficiência, (b) o fator de forma, (c) o fator de ondulação, (d) o fator de utilização do transformador, (e) a tensão de pico inverso (PIV) de cada diodo e (f) a corrente máxima através de um dos diodos. O retificador fornece $I_{\text{médio}} = 60$ A, a uma tensão de saída de $V_{\text{médio}} = 280{,}7$ V, e a freqüência da fonte é 60 Hz.

Solução: (a) A partir da Eq. (3.77), $V_{\text{médio}} = 1{,}654V_m$ e $I_{\text{médio}} = 1{,}654V_m/R$. Da Eq. (3.78), $V_{\text{rms}} = 1{,}6554V_m$ e $I_{\text{rms}} = 1{,}6554V_m/R$. Da Eq. (3.42), $P_{\text{médio}} = (1{,}654V_m)^2/R$, da Eq. (3.43), $P_{ca} = 1{,}6554V_m)^2/R$, e da Eq. (3.44), a eficiência é

$$\eta = \frac{(1{,}654V_m)^2}{(1{,}6554V_m)^2} = 99{,}83\%$$

(b) A partir da Eq. (3.46), o fator de forma FF = 1,6554/1,654 = 1,0008 = 100,08%.

(c) A partir da Eq. (3.48), o fator de ondulação RF = $\sqrt{1{,}0008^2 - 1}$ = 0,04 = 4%.

(d) A partir da Eq. (3.57), a tensão eficaz do secundário do transformador $ccV_s = 0{,}707V_m$.

A partir da Eq. (3.80), a corrente eficaz do secundário do transformador é

$$I_s = 0{,}7804I_m = 0{,}7804 \times \sqrt{3}\,\frac{V_m}{R}$$

A especificação de potência aparente do transformador é

$$\text{VA} = 3V_sI_s = 3 \times 0{,}707V_m \times 0{,}7804 \times \sqrt{3}\,\frac{V_m}{R}$$

A partir da Eq. (3.49),

$$\text{TUF} = \frac{1{,}654^2}{3 \times \sqrt{3} \times 0{,}707 \times 0{,}7804} = 0{,}9542$$

(e) A partir da Eq. (3.77), a tensão máxima de fase-neutro é $V_m = 280{,}7/1{,}654 = 169{,}7$ V. A tensão de pico inverso de cada diodo é igual ao valor máximo da tensão fase a fase secundária, $\text{PIV} = \sqrt{3}\,V_m = \sqrt{3} \times 169{,}7 = 293{,}9$ V.

(f) A corrente média através de cada diodo é

$$I_d = \frac{4}{2\pi}\int_0^{\pi/6} I_m \cos \omega t \, d(\omega t) = I_m\,\frac{2}{\pi}\,\text{sen}\,\frac{\pi}{6} = 0{,}3183I_m$$

A corrente média através de cada diodo é $I_d = 60/3 = 20$ A e, portanto, a corrente máxima é $I_m = 20/0{,}3183 = 62{,}83$ A.

Nota: Esse retificador tem performance consideravelmente melhor, se comparada àquela do retificador polifásico de seis pulsos da Figura 3.24.

3.12 RETIFICADOR TRIFÁSICO EM PONTE COM CARGA *RL*

As equações obtidas na Seção 3.9 podem ser aplicadas para determinar a corrente de carga de um retificador trifásico com uma carga *RL* (similar à da Figura 3.17a). Pode-se notar a partir da Figura 3.26 que a tensão de saída se torna

$$v_{ab} = 66\sqrt{2}\, V_{ab}\,.\text{sen } \omega t \qquad \text{para} \qquad \frac{\pi}{3} \geq \omega t \geq \frac{2\pi}{3}$$

onde V_{ab} é a tensão eficaz de fase a fase (ou de linha) da entrada. A corrente de carga i_L pode ser determinada a partir de

$$L\,\frac{di_L}{dt} + Ri_L + E = \sqrt{2}\, V_{ab} \text{ sen } \omega t$$

que tem uma solução da forma

$$i_L = \frac{\sqrt{2}\, V_{ab}}{Z} \text{ sen } (\omega t - \theta) + A_1 e^{-(R/L)t} - \frac{E}{R} \tag{3.81}$$

onde a impedância da carga $Z = [R^2 + (\omega L)^2]^{1/2}$ e o ângulo da impedância da carga $\theta = \tan^{-1}(\omega L/R)$. A constante A_1 na Eq. (3.81) pode ser determinada a partir da condição: em $\omega t = \pi/3$, $i_L = I_1$.

$$A_1 = \left[I_1 + \frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2}\, V_{ab}}{Z} \text{ sen} \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right) \right] e^{(R/L)(\pi/3\omega)}$$

A substituição de A_1 na Eq. (3.81) dá

$$i_L = \frac{\sqrt{2}\, V_{ab}}{Z} \text{ sen } (\omega t - \theta) + \left[I_1 + \frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2}\, V_{ab}}{Z} \text{ sen} \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right) \right] e^{(R/L)(\pi/\omega - t)} \tag{3.82}$$

Sob condições de regime permanente, $i_L(\omega t = 2\pi/3) = i_L(\omega t = \pi/3)$. Isto é, $i_L(\omega t = 2\pi/3) = I_1$. Aplicando esta condição, obtém-se o valor de I_1 como

$$I_1 = \frac{\sqrt{2}\, V_{ab}}{Z} \frac{\text{sen } (2\pi/3 - \theta) - \text{sen } (\pi/3 - \theta) e^{-(R/L)(\pi/3\omega)}}{1 - e^{-(R/L)(\pi/3\omega)}} - \frac{E}{R} \quad \text{para} \quad I_1 \geq 0 \tag{3.83}$$

que, após a substituição na Eq. (3.82) e simplificação, dá

$$i_L = \frac{\sqrt{2}\, V_{ab}}{Z} \left[\text{sen } (\omega t - \theta) + \frac{\text{sen } (2\pi/3 - \theta) - \text{sen } (\pi/3 - \theta)}{1 - e^{-(R/L)(\pi/\omega)}} e^{-(R/L)^t} \right]$$

$$- \frac{E}{R} \quad \text{para} \quad \pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi/3 \;\text{ e }\; i_L \geq 0 \tag{3,84}$$

A corrente eficaz do diodo pode ser encontrada a partir da Eq. (3.84) como

$$I_r = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} i_L^2 \; d(\omega t) \right]^{1/2}$$

e a corrente eficaz de saída pode então ser determinada através da combinação da corrente eficaz de cada diodo como

$$I_{\text{rms}} = (I_r^2 + I_r^2 + I_r^2)^{1/2} = \sqrt{3}\, I_r$$

A corrente média por diodo pode também ser encontrada a partir da Eq. (3.84) como

$$I_d = \frac{2}{2\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} i_L \, d(\omega t)$$

Exemplo 3.16

O retificador trifásico de onda completa da Figura 3.25a tem uma carga de $L = 1{,}5$ mH, $R = 2{,}5\,\Omega$ e $E = 10$ V. A tensão de linha de entrada é $V_{ab} = 208$ V, 60 Hz. (a) Determinar (1) a corrente de carga de regime permanente I_1 em $\omega t = \pi/3$, (2) a corrente média de um dos diodos I_d, (3) a corrente eficaz de um dos diodos I_r e (4) a corrente eficaz de saída I_{rms}. (b) Usar PSpice para plotar a corrente de saída instantânea i_L. Supor os parâmetros dos diodos iguais a IS=2.22E–15, BV=1800V.

Solução: (a) $R = 2{,}5\,\Omega$, $L = 1{,}5$ mH, $f = 60$ Hz, $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s, $V_{ab} = 208$ V, $Z = [R^2 + (\omega L)^2]^{1/2} = 2{,}56\,\Omega$ e $\theta = \tan^{-1}(\omega L/R) = 12{,}74°$.

(1) A corrente de carga de regime permanente em $\omega t = \pi/3$, $I_1 = 105{,}85$ A.

(2) A integração numérica de i_L na Eq. (3.84) dá a corrente média de um dos diodos como $I_d = 36{,}27$ A. Como $I_1 > 0$, a corrente de carga é contínua.

(3) Por integração numérica de i_L^2 entre os limites $\omega t = \pi/3$ e $2\pi/3$, obtém-se a corrente eficaz de um dos diodos como $I_r = 62{,}71$ A.

(4) A corrente eficaz de saída $I_{\text{rms}} = \sqrt{3}\, I_r = \sqrt{3} = \sqrt{3} \times 62{,}71 = 108{,}62$ A.

(b) O retificador trifásico em ponte para a simulação em PSpice é mostrado na Figura 3.27. A listagem do arquivo do circuito é a que se segue:

```
Example 3.16  Three-Phase Bridge Recitifier with TL load
VAN  8     0   SIN  (0  169.7V  60HZ)
VBN  2     0   SIN  (0  169.7V  60HZ   0  0  1200EG)
VCN  3     0   SIN  (0  169.7V  60HZ   0  0  2400EG)
L    6     7   1.5MH
R    4     6   2.5
VX   7     5   DC   10V     ; Voltage source to measure the output current
VY   8     1   DC    0V     ; Voltage source to measure the input current
D1   1     4   DMOD                          ; Diode model
D3   2     4   DMOD
D5   3     4   DMOD
D2   5     3   DMOD
D4   5     1   DMOD
D6   5     2   DMOD
.MODEL  DMOD  D(IS=2.22E-15  BV=1800V)         ; Diode model parameters
.TRAN   10US  25MS  16.667MS  10US             ; Transient analysis
.PROBE                                         ; Graphics postprocessor
.options  ITL5=0  abstol = 1. 000n  reltol = .01  vntol = 1.000m
.END
```

A plotagem do PSpice para a corrente instantânea de saída i_L é mostrada na Figura 3.28, que dá $I_1 = 104{,}89$ A.

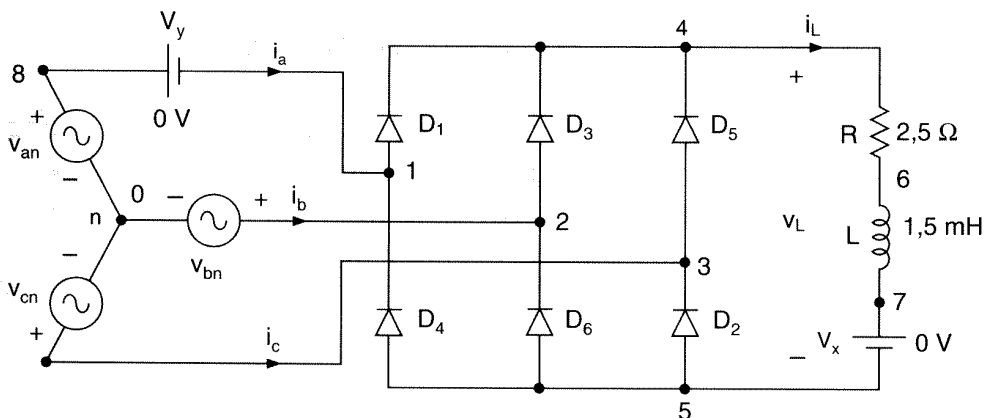
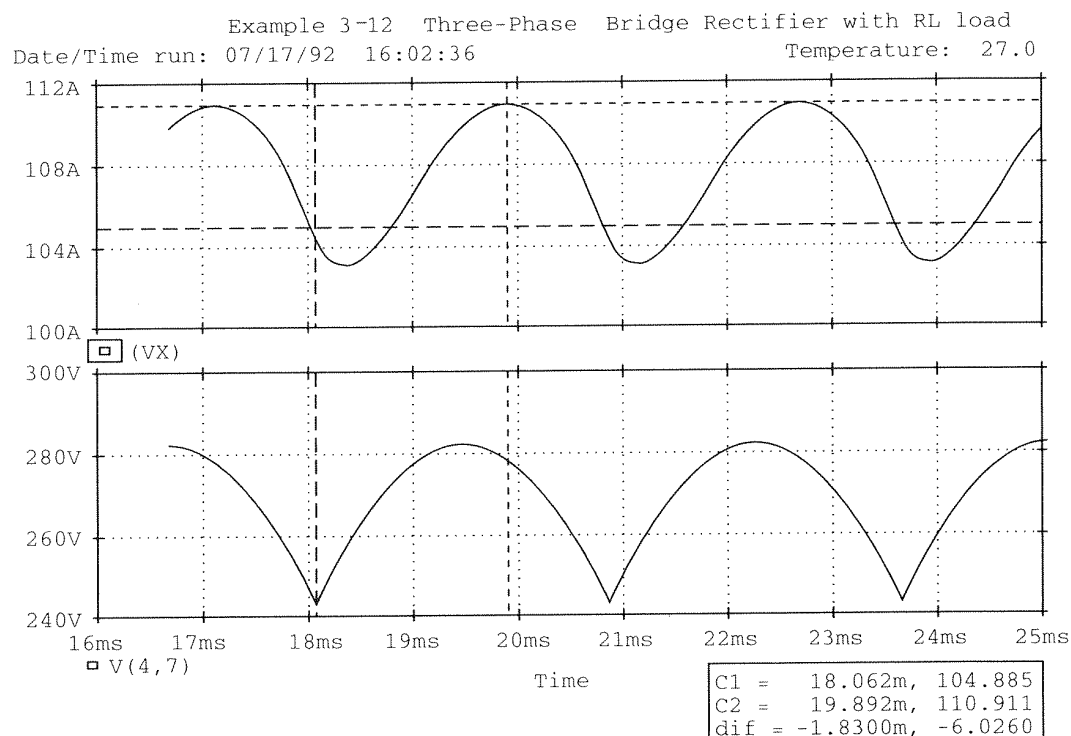



Figura 3.27

Retificador trifásico em ponte para a simulação com PSpice.

Figura 3.28

Plotagem do PSpice para o Exemplo 3.16.

3.13 PROJETOS DE CIRCUITOS RETIFICADORES

O projeto de um retificador envolve a determinação dos valores nominais dos diodos semicondutores. Os valores nominais dos diodos retificadores são normalmente especificados em termos de corrente média, corrente eficaz, corrente máxima e tensão de pico inverso. Não há procedimentos padronizados para o projeto, mas é necessário determinar as formas das correntes e tensões dos diodos.

Figura 3.29

Filtros CC.

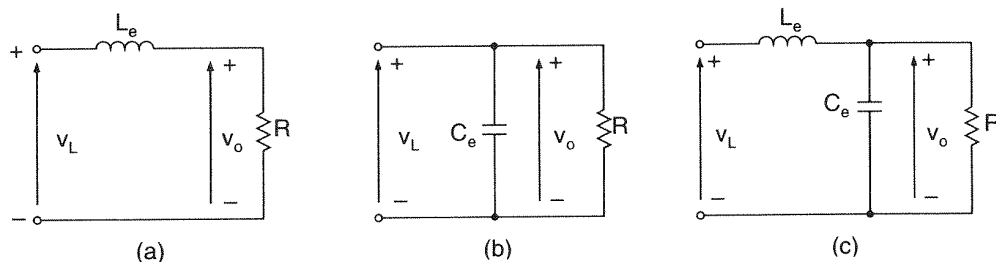
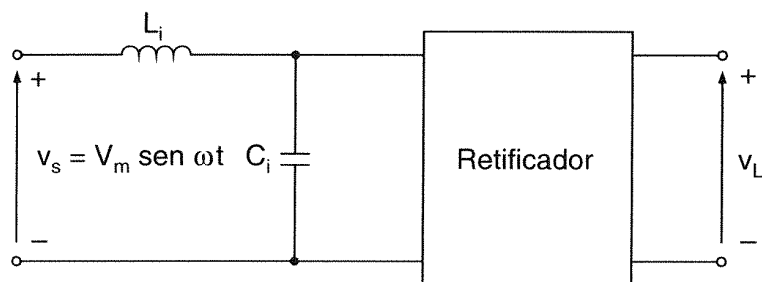



Figura 3.30

Filtros *CA*.

Nota-se nas Eqs. (3.61), (3.63) e (3.76) que a saída dos retificadores contêm harmônicos. Os filtros são utilizados para alisar a saída de tensão CC dos retificadores e são conhecidos como *filtros CC*. Os filtros CC são usualmente dos tipos *L*, *C* e *LC*, como mostrado na Figura 3.29. Devido à ação de retificação, a corrente de entrada do retificador também contém harmônicos, e um *filtro CA* é utilizado para filtrar alguns dos harmônicos do sistema de alimentação. O filtro *CA* é normalmente do tipo *LC*, como o da Figura 3.30. Em geral o projeto do filtro requer a determinação das amplitudes e freqüências dos harmônicos. As etapas envolvidas no projeto de retificadores e filtros são explicadas através dos exemplos.

Exemplo 3.17

Um retificador trifásico em ponte alimenta uma carga altamente indutiva de forma que a corrente média da carga seja $I_{\text{médio}} = 60$ A e o conteúdo de ondulação, desprezível. Determinar as especificações dos diodos se a tensão fase-neutro da fonte de alimentação, conectada em estrela, for 120 V a 60 Hz.

Solução: As correntes através dos diodos são mostradas na Figura 3.31. A corrente média de um dos diodos $I_d = 60/3 = 20$ A. A corrente eficaz é

$$I_r = \left[\frac{1}{2\pi}\int_{\pi/3}^{\pi} I_{\text{médio}}^2\, d(\omega t)\right]^{1/2} = \frac{I_{\text{médio}}}{\sqrt{3}} = 34{,}64 \text{ A}$$

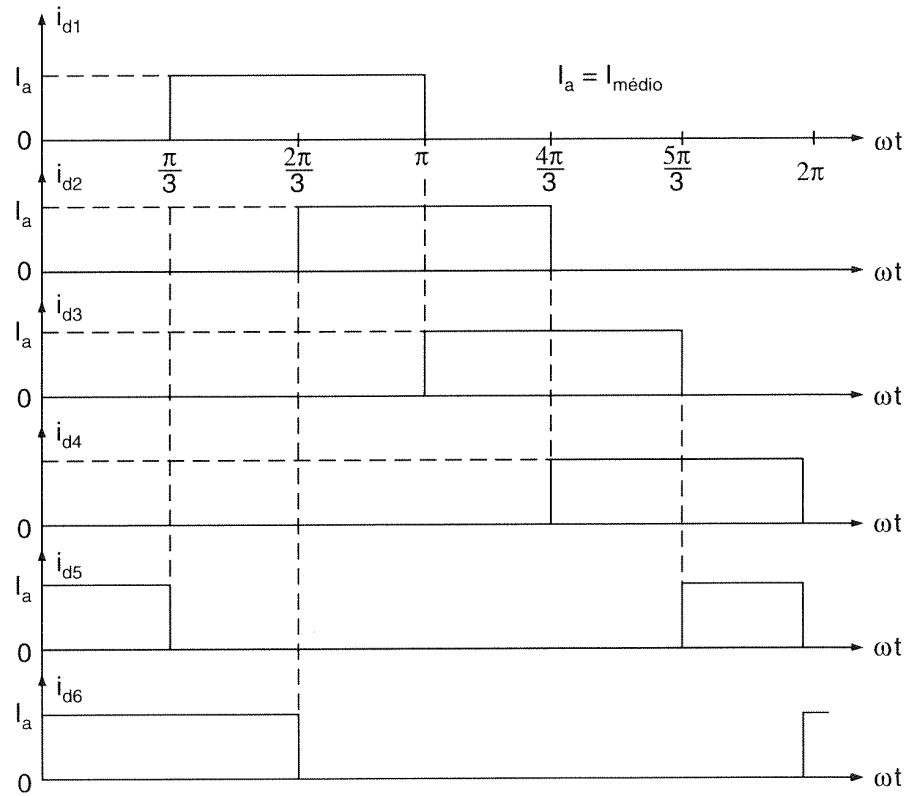
A tensão de pico inverso, PIV $= \sqrt{3}V_m = \sqrt{3} \times \sqrt{2} \times 120 = 294$ V.

Nota: O fator de $\sqrt{2}$ é usado para converter o valor de eficaz em máximo.

Exemplo 3.18

A corrente através de um diodo é mostrada na Figura 3.32. Determinar (a) a corrente eficaz e (b) a corrente média do diodo, se $t_1 = 100\,\mu$s, $t_2 = 350\,\mu$s, $t_3 = 500\,\mu$s, $f = 250$ Hz, $f_s = 5$ kHz, $I_m = 450$ A e $I_a = 150$ A.

Figura 3.31

Corrente através dos diodos.

Solução: (a) O valor eficaz é definido como

$$I = \left[\frac{1}{T}\int_0^{t_1}(I_m \text{ sen } \omega_s t)^2\,dt + \frac{1}{T}\int_{t_2}^{t_1} I_a^2\,d\right]^{1/2}$$

$$= (I_{r_1}^2 + I_{r_2}^2)^{1/2} \tag{3.85}$$

onde $\omega_s = 2\pi f_s = 31415{,}93\,\text{rad/s}$, $t_1 = \pi/\omega_s = 100\,\mu\text{s}$ e $T = 1/f$.

$$I_{r1} = \left[\frac{1}{T}\int_0^{t_1}(I_m \text{ sen } \omega_s t)^2\,dt\right]^{1/2} = I_m\sqrt{\frac{ft_1}{2}}$$

$$= 50{,}31\text{ A} \tag{3.86}$$

e

$$I_{r2} = \left(\frac{1}{T}\int_{t_2}^{t_3} I_a\,dt\right)^2 = I_a\sqrt{f(t_3 - t_2)}$$

$$= 29{,}05\text{ A} \tag{3.87}$$

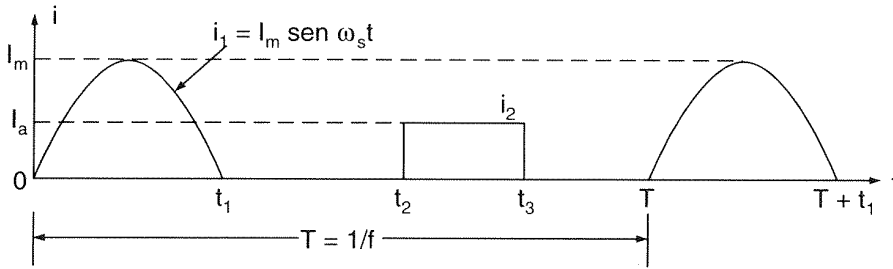



Figura 3.32

Formas de onda da corrente.

A substituição das equações (3.86) e (3.87) na Eq. (3.85) dá o valor eficaz como

$$I = \left[\frac{I_m^2 f t_1}{2} + I_a^2 f(t_3 - t_2)\right]^{1/2}$$

$$= (50{,}31^2 + 29{,}05)^{1/2} = 58{,}09 \text{ A} \tag{3.88}$$

(b) A corrente média é encontrada a partir de

$$I_d = \left[\frac{1}{T}\int_0^{t_1} (I_m \text{ sen } \omega_s t)\, dt + \frac{1}{T}\int_{t_2}^{t_1} I_a\, dt\right]$$

$$= I_{d1} + I_{d2}$$

onde

$$I_{d1} = \frac{1}{T}\int_0^{t_1} (I_m \text{ sen } \omega_s t)\, dt = \frac{I_m f}{\pi f_s} \tag{3.89}$$

$$I_{d2} = \frac{1}{T}\int_{t_2}^{t_3} I_a\, dt = I_a f(t_3 - t_2) \tag{3.90}$$

Portanto, a corrente média torna-se

$$I_{\text{médio}} = \frac{I_m f}{\pi f_s} + I_a f(t_3 - t_2) = 7{,}16 + 5{,}63 = 12{,}79 \text{ A}$$

Exemplo 3.19

O retificador monofásico em ponte é alimentado por uma fonte de 120 V, 60 Hz. A resistência da carga é $R = 500\ \Omega$. Calcular o valor do indutor em série L que limitará o valor eficaz da ondulação da corrente I_{ca} a menos de 5% de $I_{\text{médio}}$.

Solução: A impedância da carga é

$$Z = R + j\,(n\omega L) = \sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}\ \angle\theta_n \tag{3.91}$$

e

$$\theta_n = \tan^{-1}\frac{n\omega L}{R} \tag{3.92}$$

e a corrente instantânea é

$$I_L(t) = I_{\text{médio}} - \frac{4V_m}{\pi\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}}\left[\frac{1}{3}\cos(2\omega t - \theta_2) + \frac{1}{15}\cos(4\omega t - \theta_2)\ldots\right] \tag{3.93}$$

onde

$$I_{\text{médio}} = \frac{V_{\text{médio}}}{R} = \frac{2V_m}{\pi R}$$

A Eq. (3.93) dá o valor eficaz da ondulação da corrente como

$$I_{ca}^2 = \frac{(4V_m)^2}{2\pi^2[R^2 + (2\omega L)^2]}\left(\frac{1}{3}\right)^2 + \frac{(4V_m)^2}{2\pi^2[R^2 + (4\omega L)^2]}\left(\frac{1}{15}\right)^2 + \ldots$$

Considerando apenas o harmônico de mais baixa ordem ($n = 2$), temos

$$I_{ca} = \frac{4V_m}{\sqrt{2}\pi\sqrt{R^2 + (2\omega L)^2}}\left(\frac{1}{3}\right)$$

Utilizando o valor de $I_{\text{médio}}$ e após a simplificação, o fator de ondulação é

$$\text{RF} = \frac{I_{ca}}{I_{\text{médio}}} = \frac{0{,}4714}{\sqrt{1 + (2\omega L/R)^2}} = 0{,}05$$

Para $R = 500\,\Omega$ e $f = 60$ Hz, o valor da indutância é obtido como $0{,}4714^2 = 0{,}05^2[1 + (4 \times 60 \times \pi L/500)^2]$, e isto dá $L = 6{,}22$ H.

Pode-se notar a partir da Eq. (3.93) que uma indutância na carga oferece uma alta impedância para as correntes harmônicas e age como um filtro na redução dos harmônicos. Entretanto, essa indutância introduz um atraso de tempo da corrente de carga em relação à tensão de entrada; e no caso de um retificador monofásico de meia-onda, um diodo de comutação é necessário para fornecer um caminho para essa corrente indutiva.

Exemplo 3.20

Um retificador monofásico em ponte é alimentado a partir de uma fonte de 120 V, 60 Hz. A resistência da carga é $R = 500\,\Omega$. (a) Projetar um filtro C de tal forma que o fator de ondulação da tensão de saída seja menor que 5%. (b) Com o valor do capacitor da letra (a), calcular a tensão média da carga $V_{\text{médio}}$.

Solução: Quando a tensão instantânea v_s da Figura 3.33a é maior que a tensão instantânea do capacitor v_c, os diodos (D_1 e D_2 ou D_3 e D_4) conduzem, e o capacitor é então carregado a partir da rede de alimentação. Se a tensão instantânea da rede v_s cair abaixo da tensão instantânea do capacitor v_c, os diodos (D_1 e D_2 ou D_3 e D_4) estarão reversamente polarizados e o capacitor C_e descarregará através da resistência de carga R. A tensão do capacitor v_c varia entre um mínimo $V_{c(\min)}$ e um máximo $V_{c(\max)}$. Isto é mostrado na Figura 3.33b.

Supor que t_1 seja o tempo de carga e t_2 o tempo de descarga do capacitor C_e. O circuito equivalente durante a carga é observado na Figura 3.33c. O capacitor carrega quase instantaneamente com a tensão de alimentação v_s. O capacitor C_e será carregado com o valor máximo da tensão de alimentação V_m, de tal forma que $v_c(t = t_1) = V_m$. A Figura 3.33d mostra o circuito equivalente durante a descarga. O capacitor descarrega exponencialmente através de R.

$$\frac{1}{C_e}\int i_L\,dt + v_c(t = 0) + Ri_L = 0$$

que, com uma condição inicial de $v_c(t = 0) = V_m$, dá a corrente de descarga como

$$i_L = \frac{V_m}{R}\,e^{-t/RC_e}$$

A tensão de saída (ou do capacitor) v_L durante o período de descarga pode ser encontrada a partir de

$$v_L(t) = Ri_L = V_m\,e^{-t/RC_e}$$

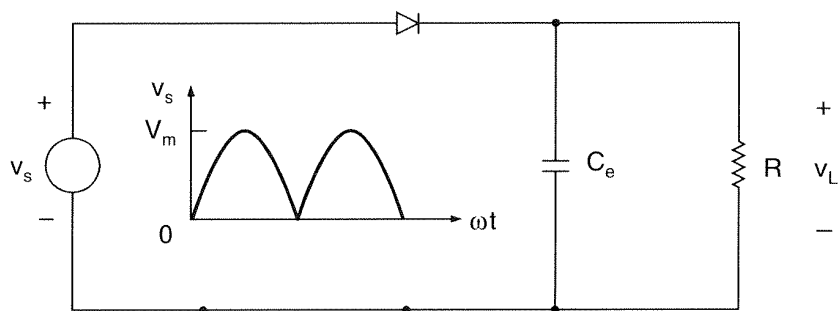
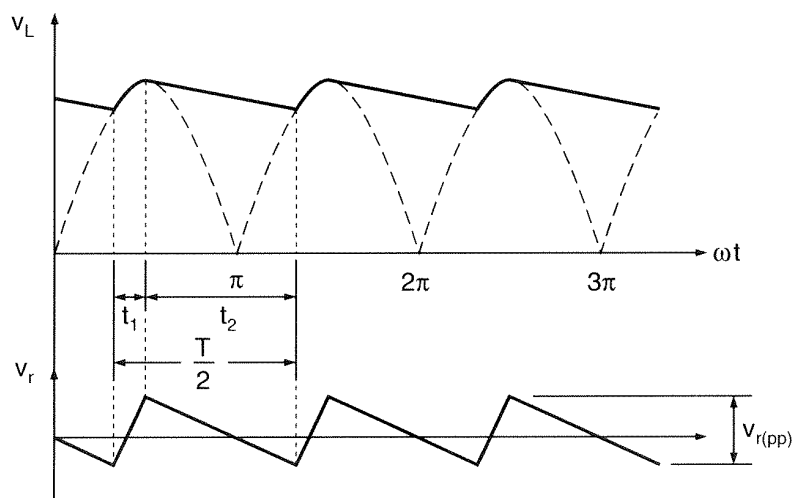
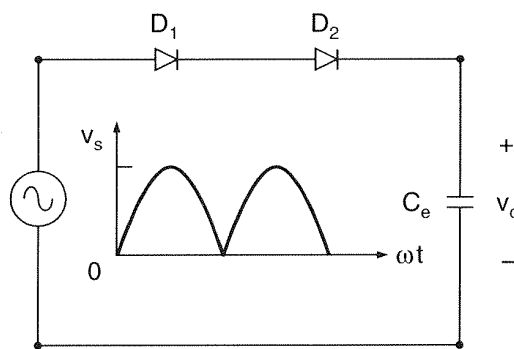
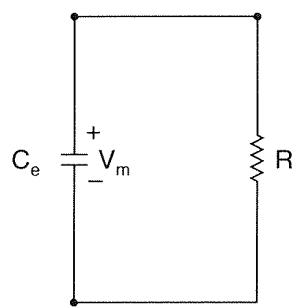
A tensão de pico a pico da ondulação $V_{r(pp)}$ pode ser encontrada a partir de

$$V_{r(pp)} = v_L(t = t_1) - v_L(t = t_2) = V_m - V_m\,e^{-t_2/RC_e} = V_m\,(1 - e^{-t_2/RC_e}) \tag{3.94}$$

Como $e^{-1} \approx 1 - x$, a Eq. (3.94) pode ser simplificada para

$$V_{r(pp)} = V_m\left(1 - 1 + \frac{t_2}{RC_e}\right) = \frac{V_m\,t_2}{RC_e} = \frac{V_m}{2fRC_e}$$

Figura 3.33

Retificador monofásico em ponte com filtro *C*.

(a) Modelo do circuito

(b) Formas de onda do retificador de onda completa

(c) Carga

(d) Descarga

Portanto, a tensão média da carga $V_{\text{médio}}$ é dada por

$$V_{\text{médio}} = V_m - \frac{V_{r(\text{pp})}}{2} = V_m - \frac{V_m}{4/RC_e} \tag{3.95}$$

Assim, o valor eficaz da ondulação da tensão de saída V_{ca} pode ser encontrado, aproximadamente, a partir de

$$V_{ca} = \frac{V_{r(pp)}}{2\sqrt{2}} = \frac{V_m}{4\sqrt{2}\, fRC_e}$$

O fator de ondulação RF pode ser encontrado a partir de

$$RF = \frac{V_{ca}}{V_{médio}} = \frac{V_m}{4\sqrt{2}\, fRC_e} \frac{4fRC_e}{V_m(4fRC_e - 1)} = \frac{1}{\sqrt{2}\,(4fRC_e - 1)} \tag{3.96}$$

que pode ser resolvido para C_e:

$$C_e = \frac{1}{4fR}\left(1 + \frac{1}{\sqrt{2}\ RF}\right) = \frac{1}{4 \times 60 \times 500}\left(1 + \frac{1}{\sqrt{2} \times 0{,}05}\right) = 126{,}2\,\mu F$$

(b) A partir da Eq. (3.95), a tensão média da carga $V_{médio}$ é

$$V_{médio} = 169{,}7 - \frac{169{,}7}{4 \times 60 \times 500 \times 126{,}2 \times 10^{-6}} = 169{,}7 - 11{,}21 = 158{,}49\,V$$

Exemplo 3.21

Um filtro LC, como mostra a Figura 3.29c, é utilizado para reduzir o conteúdo de ondulação da tensão de saída em um retificador monofásico em onda completa. A resistência de carga é $R = 40\,\Omega$, a indutância de carga é $L = 10\,mH$ e a freqüência da rede é 60 Hz (ou 377 rad/s). (a) Determinar os valores de L_e e C_e de forma que o fator de ondulação da tensão de saída seja 10%. (b) Usar o PSpice para calcular os componentes de Fourier da tensão de saída v_L. Supor os parâmetros IS=1E–25, BV=1000V.

Solução: (a) O circuito equivalente para os harmônicos é mostrado na Figura 3.34. Para facilitar a passagem do n-ésimo harmônico da ondulação de corrente através do capacitor de filtro, a impedância da carga tem de ser muito maior que a do capacitor. Isto é,

$$\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2} >> \frac{1}{n\omega C_e}$$

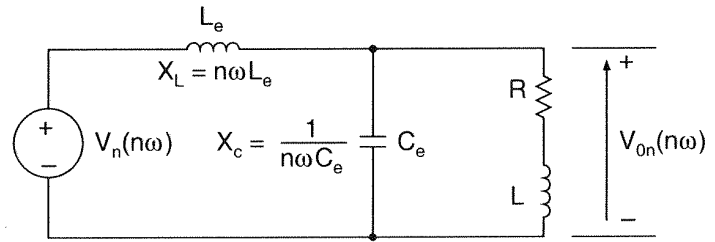
Essa condição geralmente é satisfeita pela relação

$$\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2} = \frac{10}{n\omega C_e} \tag{3.97}$$

e, sob esta condição, o efeito da carga será desprezível. O valor eficaz do n-ésimo componente harmônico que aparece na saída pode ser encontrado usando-se a regra do divisor de tensão, e isto é expresso como

$$V_{on} = \left| \frac{-1/(n\omega C_e)}{(n\omega L_e) - 1/(n\omega C_e)} \right| V_n = \left| \frac{-1}{(n\omega)^2 L_e C_e - 1} \right| V_n \tag{3.98}$$

Figura 3.34

Circuito equivalente para os harmônicos.

A quantidade total da tensão de ondulação devido a todos os harmônicos é

$$V_{ca} = \left(\sum_{n=2,4,6,\ldots}^{\infty} V_{on}^2 \right)^{1/2} \tag{3.99}$$

Para um valor específico de V_{ca} e com o valor de C_e da Eq. (3.97), o valor de L_e pode ser calculado. É possível simplificar o cálculo considerando-se apenas os harmônicos dominantes. A partir da Eq. (3.63), observa-se que o segundo harmônico é o dominante e seu valor eficaz é $V_2 = 4V_m/(e\sqrt{2}\,\pi)$, e o valor CC, $V_{médio} = 2V_m/\pi$.

Para $n = 2$, as Eqs. (3.98) e (3.99) dão

$$V_{ca} = V_{o2} = \left| \frac{-1}{(2\omega)^2 L_e C_e - 1} \right| V_2$$

O valor do capacitor de filtro C_e é calculado a partir de

$$\sqrt{R^2 + (2\omega L)^2} = \frac{10}{2\omega C_e}$$

ou

$$C_e = \frac{10}{4\pi f \sqrt{R^2 + (4\pi f L)^2}} = 326\,\mu\text{F}$$

A partir da Eq. (3.47) o fator de ondulação é definido como

tirar

$$\text{RF} = \frac{V_{ca}}{V_{médio}} = \frac{V_o 2}{V_{médio}} = \frac{V_2}{V_{médio}} = \frac{1}{(4\pi f)^2 L_e C_e - 1} = \frac{\sqrt{2}}{3} \left| \frac{1}{[(4\pi f)^2 L_e C_e - 1]} \right| = 0{,}1$$

ou $(4\pi f)^2 L_e C_e - 1 = 4{,}714$ e $L_e = 30{,}83$ mH.

(b) O retificador monofásico em ponte para a simulação com o PSpice é mostrado na Figura 3.35. A listagem do arquivo do circuito é a que se segue:

```
Example 3-21  Single-Phase Bridge Rectifier with LC Filter
VS     1    0    SIN   (0   169. 7V   60HZ)
LE     3    8    30.83MH
CE     7    4    326UF
RX     8    7    80M                           ; Used to converge the solution
L      5    6    10MH
R      7    5    40
VX     6    4    DC   OV          ; Voltage source to measure the output current
VY     1    2    DC   OV           ;Voltage source to measure the input current
D1     2    3    DMOD                           ; Diode models
D2     4    0    DMOD
D3     0    3    DMOD
D4     4    2    DMOD
.MODEL  DMOD  D  (IS=2.22E-15 BV=1800V) ; Diode model parameters
.TRAN    10US  50MS  33MS  50US         ; Transient analysis
.FOUR   120HZ  V(6.5)                  ; Fourier analysis of output voltage
.options  ITL5=0  abstol = 1.000n  reltol = .01  vntol = 1.000m
.END
```

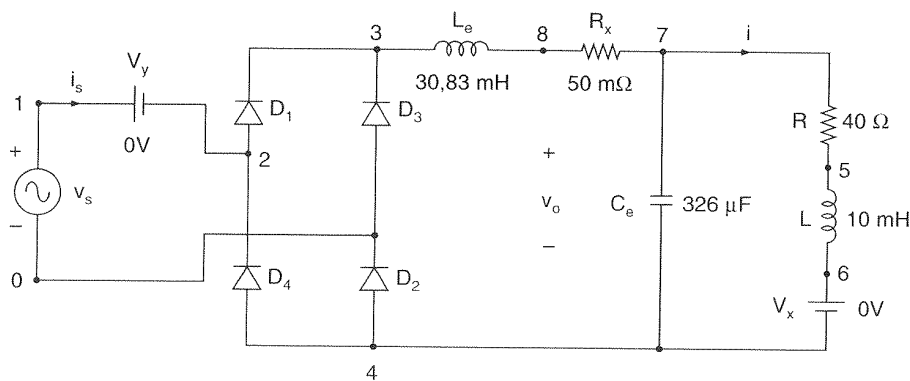



Figura 3.35

Retificador monofásico em ponte para a simulação com PSpice.

Os resultados da simulação com o PSpice para a tensão de saída V(6,5) são mostrados a seguir:

```
        FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V (6,5)
DC COMPONENT = 1. 140973E+02
HARMONIC FREQUENCY  FOURIER    NORMALIZED    PHASE      NORMALIZED
  NO         (HZ)   COMPONENT   COMPONENT    (DEG)      PHASE (DEG)
   1     1.200E+02  1.304E+01  1.000E+00  1.038E+02    0.000E+00
   2     2.400E+02  6.496E-01  4.981E-02  1.236E+02    1.988E+01
   3     3.600E+02  2.277E-01  1.746E-02  9.226E+01   -1.150E+01
   4     4.800E+02  1.566E-01  1.201E-02  4.875E+01   -5.501E+01
   5     6.000E+02  1.274E-01  9.767E-03  2.232E+01   -8.144E+01
```

(continuação)

6	7.200E+02	1.020E-01	7.822E-03	8.358E+00	-9.540E+01
7	8.400E+02	8.272E-02	6.343E-03	1.997E+00	-1.018E+02
8	9.600E+02	6.982E-02	5.354E-03	1.061E+00	-1.048E+02
9	1.080E+03	6.015E-02	4.612E-03	3.436E+00	-1.072E+02

e comprovam o projeto.

Exemplo 3.22

Um circuito *LC* como o mostrado na Figura 3.30 é utilizado para reduzir os harmônicos da corrente de entrada no retificador monofásico em onda completa da Figura 3.20a. A corrente de carga não tem ondulação e seu valor médio é I_a. Se a freqüência da rede for f = 60 Hz (ou 377 rad/s), determinar a freqüência ressonante do filtro de forma que a corrente harmônica total de entrada seja reduzida para 1% da componente fundamental.

Solução: O circuito equivalente para o n-ésimo componente harmônico é mostrado na Figura 3.36. O valor eficaz do n-ésimo harmônico da corrente que aparece na rede é obtido pela utilização da regra do divisor de corrente,

$$I_{sn} = \left| \frac{1/(n\omega C_i)}{(n\omega L_i) - 1/(n\omega C_i)} \right| I_n = \left| \frac{1}{(n\omega)^2 L_i C_i - 1} \right| I_n \tag{3.100}$$

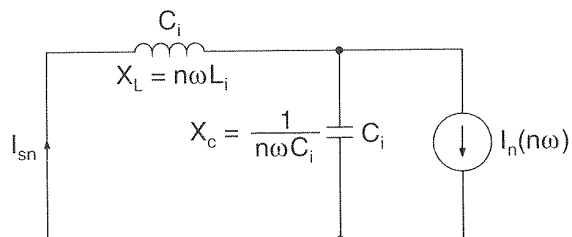
em que I_n é o valor eficaz do n-ésimo harmônico da corrente. A corrente harmônica total na linha de alimentação é

$$I_h = \left(\sum_{n=2,3,\ldots}^{\infty} I_{sn}^2 \right)^{1/2}$$

e o fator harmônico da corrente de entrada (com o filtro) é

$$r = \frac{I_h}{I_{s1}} = \left[\sum_{n=2,3,\ldots}^{\infty} \left(\frac{I_{sn}}{I_1} \right)^2 \right]^{1/2} \tag{3.101}$$

Figura 3.36

Circuito equivalente para a corrente harmônica.

A partir da Eq. (3.64), $I_4 = 4I_a/\sqrt{2}\,\pi$ e $I_n = 4I_a/(\sqrt{2}\,n\pi)$ para $n = 3, 5, 7,...$ A partir das Eqs. (3.100) e (3.101) obtém-se

$$r^2 = \sum_{n=3,5,7,\ldots}^{\infty} \left(\frac{I_{sn}}{I_1}\right)^2 = \sum_{n=3,5,7,\ldots}^{\infty} \left| \frac{1}{n^2\,[(n\omega)^2 L_i C_i - 1]^2} \right| I_1 \tag{3.102}$$

Isto pode ser resolvido para o valor de $L_i C_i$. Para simplificar os cálculos, considera-se apenas o terceiro harmônico, $3[(3 \times 2 \times \pi \times 60)^2 L_i C_i - 1] = 1/0{,}01 = 100$ ou $L_i C_i = 28{,}84 \times 10^{-6}$, e a freqüência do filtro é $1/\sqrt{L_i C_i} = 193{,}02$ rad/s, ou 30,72 Hz. Supondo que $C_i = 1500\ \mu F$, obtém-se $L_i = 17{,}893$ mH.

Nota: O filtro *CA* geralmente é sintonizado na freqüência harmônica envolvida, mas ele requer um projeto cuidadoso para evitar a possibilidade de ressonância com o sistema elétrico de potência. A freqüência ressonante do terceiro harmônico da corrente é 377 x 3 = 1131 rad / s.

3.14 TENSÃO DE SAÍDA COM FILTRO *LC*

O circuito equivalente de um retificador em onda completa com um filtro *LC* é mostrado na Figura 3.37a. Supor que o valor de C_e seja muito grande, tal que sua tensão seja livre de ondulação, com um valor médio de $V_{o(CC)}$. L_e é a indutância total, incluindo a indutância da fonte ou da rede, e geralmente é colocada no lado da entrada, para agir como uma indutância CA em vez de um filtro CC.

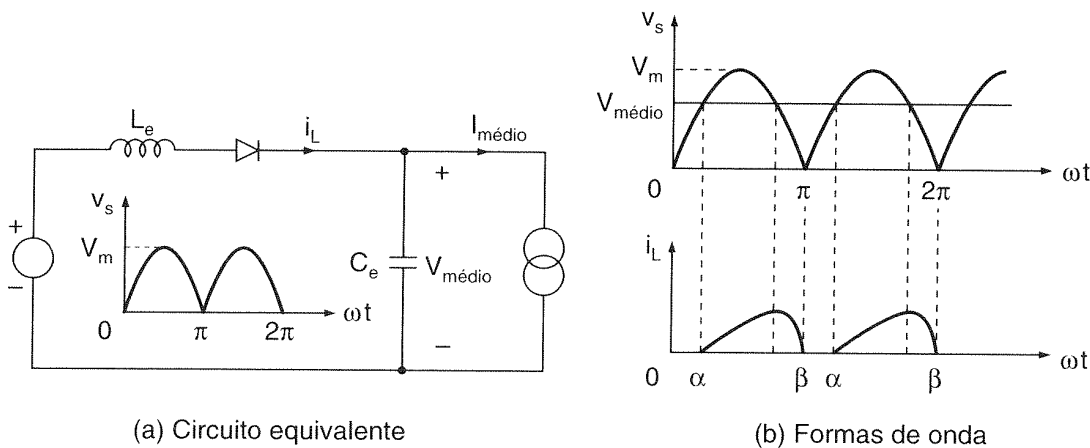



Figura 3.37

Tensão de saída com filtro *LC*.

Se $V_{\text{médio}}$ for menor que V_m, a corrente i_L começará a fluir em α, que é dado por

$$V_{\text{médio}} = V_m \text{ sen } \alpha$$

que dá

$$\alpha = \text{sen}^{-1} \frac{V_{\text{médio}}}{V_m} = \text{sen}^{-1} x$$

onde $x = V_{\text{médio}}/V_m$. A corrente de saída i_L é dada por

$$L_e = \frac{di_L}{dt} = V_m \text{ sen } \omega t - V_{\text{médio}}$$

que pode ser resolvida para i_L.

$$I_L = \frac{1}{L_e} \int_{\alpha}^{\omega t} (V_m \text{ sen } \omega t - V_{\text{médio}})\, d(\omega t)$$

$$= \frac{V_m}{\omega L_3} (\cos \alpha - \cos \omega t) - \frac{V_{\text{médio}}}{\omega L_e} (\omega t - \alpha) \quad \text{para } \omega t \geq \alpha \tag{3.103}$$

O valor $\omega t = \beta$ no qual a corrente i_L cai a zero pode ser encontrado a partir da condição $i_L = (\omega t = \beta)$.

$$\cos \beta + x\beta = \cos \alpha + x\alpha \tag{3.104}$$

A Eq. (3.104) pode ser resolvida para β por iteração. Uma vez que os valores de α e β são conhecidos, a corrente média da carga $I_{\text{médio}}$ pode ser determinada a partir da Eq. (3.103). Para $V_{\text{médio}} = 0$, a corrente máxima que pode fluir através do retificador é $I_{\text{pico}} = V_m/\omega L_e$. Normalizando $I_{\text{médio}}$ em relação a I_{pico}, obtém-se

$$\frac{I_{\text{médio}}}{I_{\text{pico}}} = \frac{\omega L_e I_{\text{médio}}}{V_m} = \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \frac{\omega L_e}{V_m} i_L \, d(\omega t) \tag{3.105}$$

Normalizando I_{rms} em relação a I_{pico}, obtém-se

$$\frac{I_{\text{rms}}}{I_{\text{pico}}} = \frac{\omega L_e I_{\text{rms}}}{V_m} = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \left(\frac{\omega L_e}{V_m} i_L \right)^2 d(\omega t) \right]^{1/2} \tag{3.106}$$

Como α e β dependem da relação de tensão x, as Eqs. (3.105) e (3.106) são dependentes apenas de x. A Tabela 3.1 mostra os valores de $I_{\text{médio}}/I_{\text{pico}}$ e $I_{\text{rms}}/I_{\text{pico}}$ em função da relação de tensão x.

Tabela 3.1 Corrente de carga normalizada.

x (%)	$I_{médio}/I_{pico}$ (%)	I_{rms}/I_{pico} (%)	α (graus)	β (graus)
0	36,34	47,62	0	180
5	30,29	42,03	2,97	150,62
10	25,50	37,06	5,74	139,74
15	21,50	32,58	8,63	131,88
20	18,09	28,52	11,54	125,79
25	15,15	24,83	14,48	120,48
30	12,62	21,48	17,46	116,21
35	10,42	18,43	20,49	112,24
40	8,53	15,67	23,58	108,83
45	6,89	13,17	26,74	105,99
50	5,48	10,91	30,00	103,25
55	4,28	8,89	33,37	100,87
60	3,27	7,10	36,87	98,87
65	2,42	5,51	40,54	97,04
70	1,72	4,13	44,43	95,43
75	1,16	2,95	48,59	94,09
80	0,72	1,96	53,13	92,88
85	0,39	1,17	58,21	91,71
90	0,17	0,56	64,16	90,91
95	0,04	0,16	71,81	90,56
100	0	0	90,00	90,00

Exemplo 3.23

A tensão eficaz de entrada para o circuito da Figura 3.37a é 120 V, 60 Hz. (a) Se a tensão CC de saída for $V_{médio}$ = 100 V com uma corrente $I_{médio}$ = 10 A, determinar os valores da indutância L_e, α, β e I_{rms}. (b) Se $I_{médio}$ = 5 A e L_e = 6,5 mH, usar a Tabela 3.1 para determinar os valores de $V_{médio}$, α, β e I_{rms}.

Solução: $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s, $V_s = 120$ V, $V_m = \sqrt{2} \times 120 = 169{,}7$ V.

(a) A relação de tensão $x = V_{médio}/V_m = 100/169{,}7 = 58{,}93\%$; $\alpha = \text{sen}^{-1}(x) = 36{,}1°$. A resolução da Eq. (3.104) para β dá o valor deste como 99,35°. A Eq. (3.105) dá a relação de corrente $I_{médio}/I_{pico} = 3{,}464\%$. Assim, $I_{pico} = I_{médio}/0{,}03464 = 288{,}67$ A. O valor necessário de indutância é

$$L_e = \frac{V_m}{(\omega I_{pico})} = \frac{169{,}7}{377 \times 288{,}67} = 1{,}56 \text{ mH}$$

A Eq. (3.106) dá a relação de corrente $I_{\text{rms}}/I_{\text{pico}} = 7{,}466\%$. Assim, $I_{\text{rms}} = 0{,}07466 \times I_{\text{pico}} = 0{,}07466 \times 288{,}67 = 21{,}55$ A.

(b) $L_e = 6{,}5$ mH, $I_{\text{pico}} = V_m/(\omega L_e) = 169{,}7/(377 \times 6{,}5 \text{ mH}) = 69{,}25$ A.

$$y = \frac{I_{\text{médio}}}{I_{\text{pico}}} = \frac{5}{69{,}25} = 7{,}22\%$$

Utilizando interpolação linear, obtém-se

$$x = x_n + \frac{(x_{n+1} - x_n)(y - y_n)}{y_{n+1} - y_n}$$

$$= 40 + \frac{(45 - 40)(7{,}22 - 8{,}53)}{6{,}89 - 8{,}53} = 43{,}99\%$$

$$V_{\text{médio}} = xV_m = 0{,}4399 \times 169{,}7 - 74{,}66 \text{ V}$$

$$\alpha = \alpha_n + (\alpha_{n+1} - \alpha_n)(y - y_n)$$

$$= 23{,}58 + \frac{(26{,}74 - 23{,}58)(7{,}22 - 8{,}53)}{6{,}89 - 8{,}53} = 26{,}1^\circ$$

$$\beta = \beta_n + \frac{(\beta_{n+1} - \beta_n)(y - y_n)}{y_{n+1} - y_n}$$

$$= 108{,}83 + \frac{(105{,}99 - 108{,}83)(7{,}22 - 8{,}53)}{6{,}89 \times 8{,}53} = 106{,}56^\circ$$

$$z = \frac{I_{\text{rms}}}{I_{\text{pico}}} = z_n + \frac{(z_{n+1} - z_n)(y - y_n)}{y_{n+1} - y_n}$$

$$= 15{,}67 + \frac{(13{,}17 - 15{,}67)(7{,}22 - 8{,}53)}{6{,}89 \times 8{,}53} = 13{,}67\%$$

Assim, $I_{\text{rms}} = 0{,}1367 \times I_{\text{pico}} = 0{,}1367 \times 69{,}25$ A $= 9{,}47$ A.

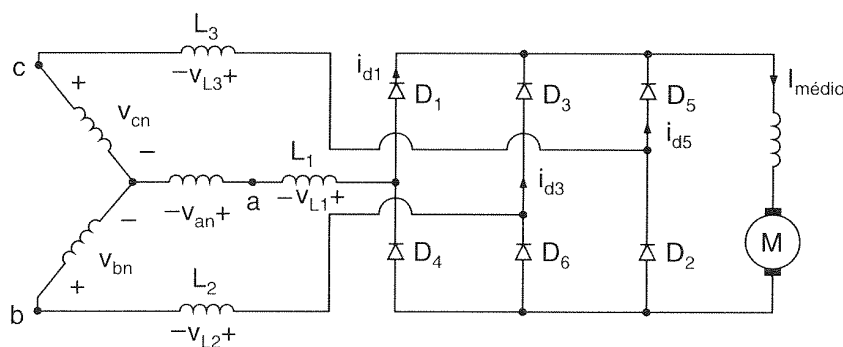
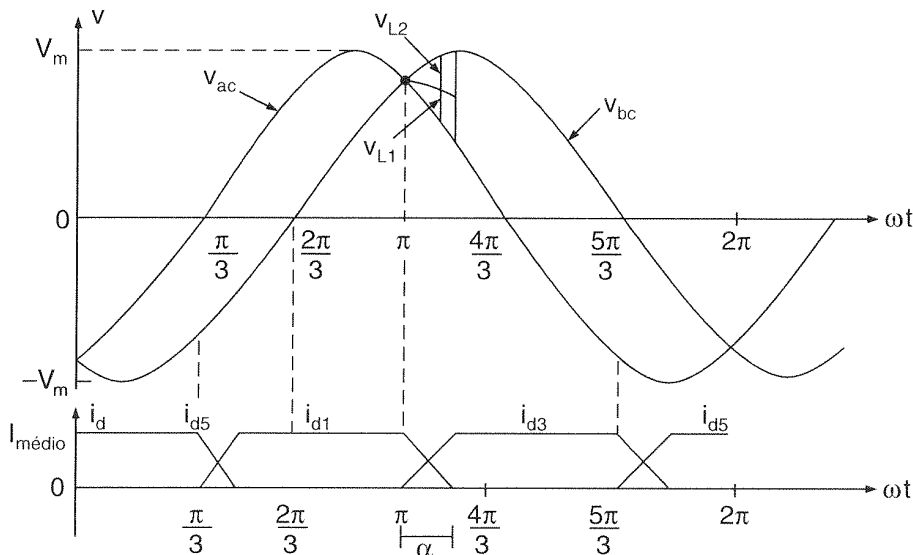
3.15 EFEITOS DAS INDUTÂNCIAS DA FONTE E DA CARGA

Na obtenção das tensões de saída e nos critérios de performance dos retificadores, supôs-se que a fonte não tinha indutâncias e resistências. Em um transformador e em uma rede de alimentação práticos sempre há a presença delas e a performance dos retificadores é ligeiramente modificada. O efeito da indutância da fonte, que é mais significativo que o da resistência, pode ser explicado com referência na Figura 3.38.

(a) Diagrama do circuito

(b) Formas de onda

Figura 3.38

Retificador trifásico em ponte com indutâncias da fonte.

O diodo com a tensão mais positiva conduzirá. Considerar o ponto $\omega t = \pi$ em que as tensões v_{ac} e v_{bc} são iguais, como mostra a Figura 3.38. A corrente $I_{\text{médio}}$ ainda está fluindo através do diodo D_1. Devido à indutância L_1, a corrente não pode cair a zero imediatamente e a transferência de corrente não pode ocorrer em uma base instantânea. A corrente i_{d1} diminui, resultando em uma tensão induzida sobre L_1 de $+v_{L1}$ e a tensão de saída torna-se $v_L = v_{ac} + v_{L1}$. Ao mesmo tempo a corrente através do diodo D_3, i_{d3} aumenta desde o zero, induzindo uma tensão igual sobre L_2 de $-v_{L2}$, e a tensão de saída

torna-se $v_L = v_{bc} - v_{L2}$. O resultado é que as tensões de anodo dos diodos D_1 e D_3 são iguais; e ambos os diodos conduzem por um certo período chamado *ângulo de comutação* ou *sobreposição*, μ (do inglês *overlap*). Essa transferência de corrente de um diodo para outro é chamada *comutação*. A reatância correspondente à indutância é conhecida como *reatância de comutação*.

O efeito dessa sobreposição consiste em reduzir a tensão média de saída dos conversores. A tensão sobre L_2 é

$$v_{L2} = L_2 \frac{di}{dt} \tag{3.107}$$

Supondo um crescimento linear da corrente i de 0 a $I_{\text{médio}}$ (ou um di/dt constante = $\Delta i/\Delta t$), pode-se escrever a Eq. (3.107) como

$$v_{L2}\,\Delta t = L_2\,\Delta i \tag{3.108}$$

e isso é repetido seis vezes em um retificador trifásico em ponte. Utilizando a Eq. (3.108), a redução da tensão média devido às indutâncias de comutação é

$$\begin{aligned} V_s &= \frac{1}{T}\, 2\,(v_{L1} + v_{L2} + v_{L3})\,\Delta t = 2f\,(L_1 + L_2 + L_3)\,\Delta i \\ &= 2f\,(L_1 + L_2 + L_3)\,I_{\text{médio}} \end{aligned} \tag{3.109}$$

Se todas as indutâncias forem iguais e $L_c = L_1 = L_2 = L_3$, a Eq. (3.109) torna-se

$$V_x = 6f\,L_c\,I_{\text{médio}} \tag{3.110}$$

em que f é a freqüência da rede de alimentação em hertz.

Exemplo 3.24

Um retificador trifásico em ponte é alimentado a partir de uma fonte conectada em estrela de 208 V, 60 Hz. A corrente média da carga é 60 A e a ondulação é desprezível. Calcular a redução percentual da tensão de saída devido à comutação se a indutância da rede, por fase, for 0,5 mH.

Solução: L_c = 0,5 mH, $V_s = 208/\sqrt{3}$ = 120 V, f = 60 Hz, $I_{\text{médio}}$ = 60 A e $V_m = \sqrt{2} \times 120$ = 169,7 V. A partir da Eq. (3.77), $V_{\text{médio}}$ = 1,654 × 169,7 = 280,7 V. A Eq. (3.110) dá a redução da tensão de saída,

$$V_x = 6 \times 60 \times 0{,}5 \times 10^{-3} \times 60 = 10{,}8\,\text{V} \quad \text{ou} \quad 10{,}8 \times \frac{100}{280{,}7} = 3{,}85\%$$

e a tensão efetiva de saída é (280,7 – 10,8) = 266,9 V.

Exemplo 3.25

Os diodos no retificador monofásico de onda completa da Figura 3.19a têm um tempo de recuperação reversa de $t_{rr} = 50\,\mu\text{s}$, com tensão eficaz de entrada $V_s = 120\,\text{V}$. Determinar o efeito do tempo de recuperação reversa na tensão média de saída se a freqüência da rede for (a) $f_s = 2\,\text{kHz}$ e (b) $f_s = 60\,\text{Hz}$.

Solução: O tempo de recuperação reversa afeta a tensão de saída do retificador. No retificador de onda completa da Figura 3.19a, o diodo D_1 não estará desligado em $\omega t = \pi$; ao contrário, ele continuará conduzindo até $t = \pi/\omega + t_{rr}$. Como resultado do tempo de recuperação reversa, a tensão média de saída será reduzida e a forma de onda desta é mostrada na Figura 3.39.

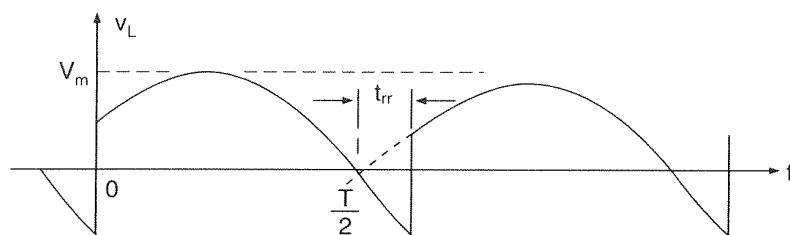



Figura 3.39

Efeito do tempo de recuperação reversa na tensão de saída.

Se a tensão de entrada for $v = V_m \text{ sen } \omega t = \sqrt{2}\, V_s \text{ sen } \omega t$, a redução na tensão média de saída será

$$V_{rr} = \frac{2}{T} \int_0^{t_{rr}} V_m \text{ sen } \omega t \, dt = \frac{2V_m}{T} \left[\frac{\cos \omega t}{\omega} \right]_0^{t_{rr}} \tag{3.111}$$

$$= \frac{V_m}{\pi} (1 - \cos \omega t_{rr})$$

$$V_m = \sqrt{2}\, V_s = \sqrt{2} \times 120 = 169{,}7\,\text{V}$$

Sem o tempo de recuperação reversa, a Eq. (3.62) dá a tensão média de saída $V_{\text{médio}} = 0{,}6366 V_m = 108{,}03\,\text{V}$.

(a) Para $t_{rr} = 50\ \mu s$ e $f_s = 2000$ Hz, a redução da tensão média de saída é

$$V_{rr} = \frac{V_m}{\pi}(1 - \cos 2\pi fs\, t_{rr})$$

$$= 0{,}061V_m = 10{,}3\text{ V} \quad \text{ou} \quad 9{,}51\% \text{ de } V_{\text{médio}}$$

(b) Para $t_{rr} = 50\ \mu s$ e $f_s = 60$ Hz, a redução da tensão média de saída é

$$V_{rr} = \frac{V_m}{\pi}(1 - \cos 2\pi f_s\, t_{rr}) = 5{,}65 \times 10^{-5} V_m$$

$$= 9{,}6 \times 10^{-3}\text{ V} \quad \text{ou} \quad 8{,}88 \times 10^{-3}\% \text{ de } V_{\text{médio}}$$

Nota: O efeito de t_{rr} é significativo para fontes de alta freqüência; para o caso de fonte normal de 60 Hz, seu efeito pode ser considerado desprezível.

RESUMO

Neste capítulo, vimos as aplicações dos diodos semicondutores de potência na ação de comutação, recuperando energia de cargas indutivas e na conversão de sinais CA em CC. Há diferentes tipos de retificadores, dependendo das conexões dos diodos e do transformador de entrada. Os parâmetros da performance dos retificadores foram definidos, mostrando que as performances dos retificadores variam com seus tipos. Os retificadores geram harmônicos que entram nas cargas e na linha de alimentação; e esses harmônicos podem ser reduzidos por filtros. As performances dos retificadores podem também ser influenciadas pelas indutâncias da fonte e da carga.

REFERÊNCIAS

J. SCHAEFER. *Rectifier Circuits: Theory and Design*. Nova Iorque: Jonh Wiley & Sons, Inc., 1975.

M. H. RASHID. *SPICE for Power Electronics and Electric Power*. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall, 1993.

R. W. LEE. *Power Converter Handbook: Theory, Design, and Application*. Peterborrough, Ont.: Canadian General Electric, 1979.

QUESTÕES DE REVISÃO

3.1 O que é a constante de tempo de um circuito *RL*?

3.2 O que é a constante de tempo de um circuito *RC*?

3.3 O que é a freqüência ressonante de um circuito *LC*?

3.4 O que é o fator de amortecimento de um circuito *RLC*?

3.5 Qual é a diferença entre a freqüência ressonante e a freqüência ressonante amortecida de um circuito *RLC*?

3.6 O que é um diodo de comutação e qual é o seu propósito?

3.7 O que é a energia armazenada em um indutor?

3.8 Como a energia armazenada é recuperada por um diodo?

3.9 O que é a relação de espiras de um transformador?

3.10 O que é um retificador? Qual é a diferença entre um retificador e um conversor?

3.11 Qual é a condição de bloqueio de um diodo?

3.12 Quais são os parâmetros de performance de um retificador?

3.13 Qual é o significado do fator de forma de um retificador?

3.14 Qual é o significado do fator de ondulação de um retificador?

3.15 O que é a eficiência de uma retificação?

3.16 Qual é o significado do fator de utilização de um transformador?

3.17 O que é o fator de deslocamento?

3.18 O que é o fator de potência de entrada?

3.19 O que é o fator harmônico?

3.20 Qual é a diferença entre um retificador de meia-onda e um de onda completa?

3.21 Qual é a tensão média de saída de um retificador monofásico de meia-onda?

3.22 Qual é a tensão média de saída de um retificador monofásico de onda completa?

3.23 Qual é a freqüência fundamental da tensão de saída de um retificador monofásico de onda completa?

3.24 Quais são as vantagens de um retificador trifásico sobre um monofásico?

3.25 Quais são as desvantagens de um retificador polifásico de meia-onda?

3.26 Quais são as vantagens de um retificador trifásico em ponte sobre um retificador hexafásico em estrela?

3.27 Quais são os propósitos dos filtros em circuitos retificadores?

3.28 Quais são as diferenças entre filtros *CC* e *CA*?

3.29 Quais são os efeitos das indutâncias da fonte na tensão de saída de um retificador?

3.30 Quais são os efeitos das indutâncias da carga na saída do retificador?

3.31 O que é a comutação dos diodos?

3.32 O que é o ângulo de comutação de um retificador?

PROBLEMAS

3.1 As formas de onda de corrente de um capacitor são mostradas na Figura P3.1. Determinar as correntes média, eficaz e máxima do capacitor.

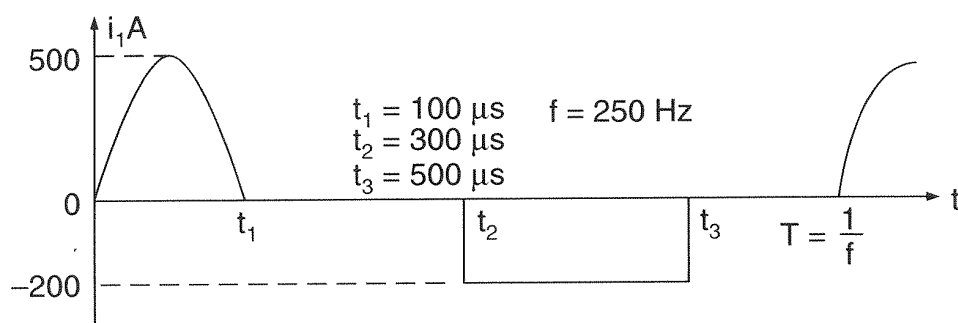
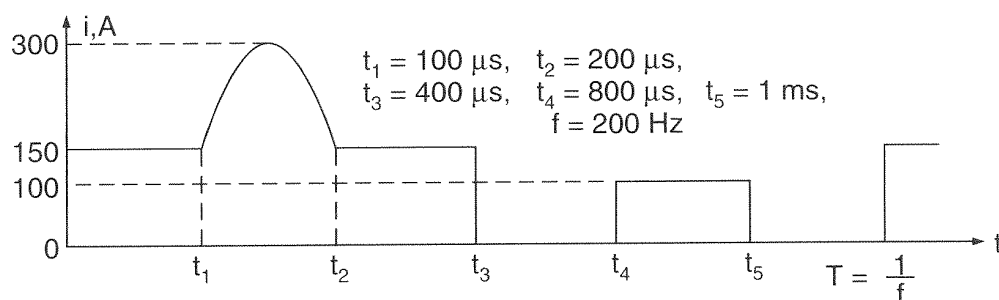
Figura P3.1

3.2 As formas de onda da corrente que flui através de um diodo são mostradas na Figura P3.2. Determinar as correntes média, eficaz e máxima do diodo.

Figura P3.2

3.3 Um circuito com diodo é mostrado na Figura P3.3 com $R = 22\ \Omega$ e $C = 10\ \mu F$. Se a chave CH_1 for fechada em $t = 0$, determinar a expressão para a tensão sobre o capacitor e a perda de potência no circuito.

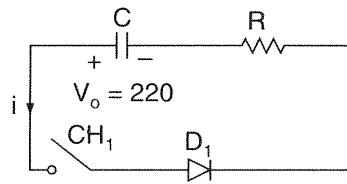



Figura P3.3

3.4 Um circuito com diodo é mostrado na Figura P3.4 com $R = 10\,\Omega$, $L = 5\,\text{mH}$ e $V_s = 220\,\text{V}$. Se uma corrente de carga de 10 A estiver fluindo através do diodo de comutação D_m e a chave CH_1 for fechada em $t = 0$, determinar a expressão para a corrente i através da chave.

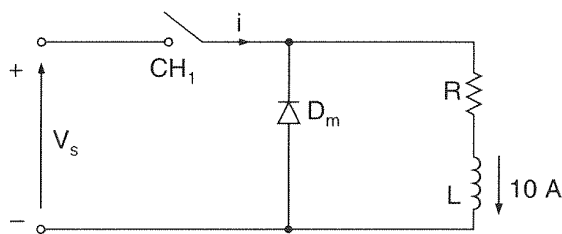



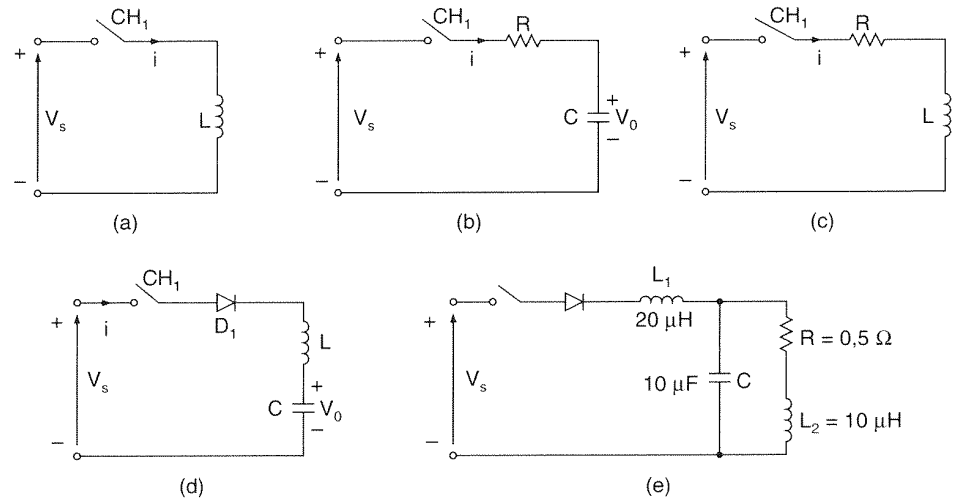
Figura P3.4

3.5 Se o indutor no circuito da Figura P3.4 tiver uma corrente inicial de I_0, determinar a expressão para a tensão sobre o capacitor.

3.6 Se a chave CH_1 da Figura P3.6 for fechada em $t = 0$, determinar a expressão para (**a**) a corrente que flui através da chave $i(t)$ e (**b**) a taxa de crescimento da corrente di/dt. (**c**) Esboçar $i(t)$ e di/dt. (**d**) Qual é o valor inicial de di/dt? Para a Figura P3.6e, encontrar somente o di/dt inicial.

3.7 O circuito de segunda ordem da Figura 3.6 tem tensão da fonte $V_s = 220\,\text{V}$, indutância $L = 5\,\text{mH}$, capacitância $C = 10\,\mu\text{F}$ e resistência $R = 22\,\Omega$. A tensão inicial do capacitor é $V_0 = 50\,\text{V}$. Se a chave for fechada em $t = 0$, determinar (**a**) uma expressão para a corrente e (**b**) o tempo de condução do diodo. (**c**) Esboçar $i(t)$.

3.8 Para o circuito de recuperação de energia da Figura 3.12a, a indutância de magnetização do transformador é $L_m = 150\,\mu\text{H}$, $N_1 = 10$ e $N_2 = 200$. As indutâncias de dispersão e resistências do transformador são desprezíveis. A tensão da fonte é $V_s = 200\,\text{V}$ e não há corrente inicial no circuito. Se a chave CH_1 for fechada por um tempo $t_1 = 100\,\mu\text{s}$ e depois aberta, (**a**) determinar a tensão reversa do diodo D_1, (**b**) calcular a corrente primária máxima, (**c**) calcular a corrente secundária máxima, (**d**) determinar o tempo pelo qual o diodo D_1 conduz e (**e**) determinar a energia fornecida pela fonte.

Figura P3.6

3.9 Um retificador monofásico em ponte tem uma carga puramente resistiva $R = 10\,\Omega$, a tensão máxima da rede é $V_m = 170$ V e a sua freqüência é $f = 60$ Hz. Determinar a tensão média de saída do retificador se a indutância da fonte for desprezível.

3.10 Repetir o Problema 3.9 se a indutância da fonte por fase (incluindo a indutância de dispersão do transformador) for $L_c = 0{,}5$ mH.

3.11 Um retificador hexafásico em estrela tem uma carga puramente resistiva de $R = 10\,\Omega$, tensão máxima da rede $V_m = 170$ V e freqüência $f = 60$ Hz. Determinar a tensão média de saída do retificador se a indutância da fonte for desprezível.

3.12 Repetir o Problema 3.11 se a indutância da fonte por fase (incluindo a indutância de dispersão do transformador) for $L_c = 0{,}5$ mH.

3.13 Um retificador trifásico em ponte tem uma carga puramente resistiva de $R = 100\,\Omega$, e é alimentado a partir de uma rede de 280V, 60Hz. O primário e o secundário do transformador de entrada são conectados em estrela. Determinar a tensão média de saída do retificador se as indutâncias da fonte forem desprezíveis.

3.14 Repetir o Problema 3.13 se a indutância da fonte por fase (incluindo a indutância de dispersão do transformador) for $L_c = 0{,}5$ mH.

3.15 O retificador monofásico em ponte da Figura 3.19a é utilizado para fornecer uma tensão média de $V_{médio} = 400$ V a uma carga resistiva de $R = 10\,\Omega$. Determinar as especificações de tensão e corrente dos diodos e do transformador.

3.16 Um retificador trifásico em ponte é utilizado para fornecer uma tensão média de $V_{médio} = 750$ V a uma corrente sem ondulação de $I_{médio} = 9000$ A. O primário e o secundário do transformador são conectados em estrela. Determinar as especificações de corrente e tensão dos diodos e do transformador.

3.17 O retificador monofásico da Figura 3.18a tem uma carga *RL*. Se a tensão máxima de entrada for $V_m = 170\,V$, a freqüência da rede for $f = 60\,Hz$ e a resistência da carga $R = 15\,\Omega$, determinar a indutância *L* para limitar a corrente harmônica da carga a 4% do valor médio $I_{médio}$.

3.18 O retificador trifásico em estrela da Figura 3.24a tem uma carga *RL*. Se a tensão secundária máxima por fase for $V_m = 170\,V$ a 60 Hz e a resistência da carga for $R = 15\,\Omega$, determinar a indutância *L* para limitar a corrente harmônica de carga a 2% do valor médio $I_{médio}$.

3.19 A tensão da bateria na Figura 3.17a é $E = 20\,V$ e sua capacidade é 200 Wh. A corrente média da carga deve ser $I_{médio} = 10\,A$. A tensão de entrada primária é $V_p = 120V$, 60 Hz e o transformador tem uma relação de espiras de $n = 2{:}1$. Calcular (**a**) o ângulo de condução δ do diodo, (**b**) a resistência de limitação de corrente *R*, (**c**) a especificação de potência P_R de *R*, (**d**) o tempo de carga *h* em horas, (**e**) a eficiência η do retificador e (**f**) a tensão de pico inverso PIV do diodo.

3.20 O retificador monofásico de onda completa da Figura 3.21a tem $L = 4{,}5$ mH, $R = 5\,\Omega$ e $E = 20V$. A tensão de entrada é $V_s = 120V$ a 60Hz. (**a**) Determinar (1) a corrente de carga de regime permanente I_1 em $\omega t = 0$, (2) a corrente média do diodo I_d, (3) a corrente eficaz do diodo I_r e (4) a corrente eficaz de saída I_{rms}. (**b**) Utilizar o PSpice para plotar a corrente de saída instantânea i_L. Supor os parâmetros do diodo IS=2,22E–15, BV=1800V.

3.21 O retificador trifásico de onda completa da Figura 3.25a tem uma carga de $L = 2{,}5$ mH, $R = 5\,\Omega$ e $E = 20$ V. A tensão de linha de entrada é $V_{ab} = 208$ V, 60 Hz. (**a**) Determinar (1) a corrente de carga de regime permanente I_1 a $\omega t = \pi/3$, (2) a corrente média de um dos diodos I_d, (3) a corrente eficaz de um dos diodos I_r e (4) a corrente eficaz de saída I_{rms}. (**b**) Usar o PSpice para plotar a corrente instantânea de saída i_L. Considerar os parâmetros do diodo IS=2,22E–15, BV=1800V.

3.22 Um retificador monofásico em ponte é alimentado a partir de uma fonte de 120 V, 60 Hz. A resistência da carga é $R = 200\,\Omega$. (**a**) Projetar um filtro *C* de tal forma que o fator de ondulação da tensão de saída seja menor que 5%. (**b**) Com o valor do capacitor *C* da letra (a), calcular a tensão média da carga $V_{médio}$.

3.23 Repetir o Problema 3.22 para um retificador monofásico de meia-onda.

3.24 A tensão eficaz de entrada para o circuito da Figura 3.33a é 120 V, 60 Hz. (**a**) Se a tensão CC de saída for $V_{médio} = 48$ V com $I_{médio} = 25$ A, determinar os valores da indutância L_e, α, β e I_{rms}. (**b**) Se $I_{médio} = 15$ A e $L_e = 6{,}5$ mH, utilizar a Tabela 3.1 para calcular os valores de $V_{médio}$, α, β e I_{rms}.

3.25 O retificador monofásico da Figura 3.18a tem uma carga resistiva de *R* e um capacitor *C* é conectado em paralelo com a carga. A corrente média da carga é $I_{médio}$. Supor que o tempo de carga do capacitor seja desprezível se comparado ao de descarga e determinar as tensões harmônicas eficazes de saída V_{ca}.

3.26 O filtro LC mostrado na Figura 3.29c é utilizado para reduzir o conteúdo de ondulação da tensão de saída em um retificador hexafásico em estrela. A resistência da carga é $R = 20\ \Omega$, a indutância da carga $L = 5$ mH e a freqüência da rede 60 Hz. Determinar os parâmetros L_e e C_e do filtro de tal forma que o fator de ondulação da tensão de saída seja 5%.

3.27 O retificador trifásico em ponte da Figura 3.25a tem uma carga RL e é alimentado a partir de uma fonte conectada em estrela. (**a**) Utilizar o método da série de Fourier para obter expressões para a tensão de saída $v_L(t)$ e corrente de carga $i_L(t)$. (**b**) Se a tensão máxima de fase for $V_m = 170$ V a 60 Hz e a resistência de carga for $R = 200\ \Omega$, determinar a indutância da carga L para limitar a ondulação de corrente a 2% do valor médio $I_{médio}$.

3.28 O retificador monofásico de meia-onda da Figura 3.16a tem um diodo de comutação e uma corrente média de carga sem ondulação igual a I_a. (**a**) Desenhar as formas de onda para as correntes em D_1, D_m e o primário do transformador; (**b**) expressar a corrente primária na série de Fourier; e (**c**) determinar o fator de potência PF de entrada e o fator harmônico HF da corrente na entrada do retificador. Considerar a relação de espiras do transformador unitária.

3.29 O retificador monofásico de onda completa da Figura 3.18a tem uma corrente média de carga sem ondulação igual a I_a. (**a**) Desenhar as formas de onda para as correntes em D_1, D_2 e primário do transformador; (**b**) expressar a corrente primária na série de Fourier; e (**c**) determinar o fator de potência de entrada PF e o fator harmônico HF da corrente na entrada do retificador. Considerar a relação de espiras do transformador unitária.

3.30 O retificador polifásico em estrela da Figura 3.24a tem três pulsos e fornece uma corrente média de carga sem ondulação de I_a. O primário e o secundário do transformador são conectados em estrela. Considerar a relação de espiras do transformador unitária. (**a**) Desenhar as formas de onda para as correntes em D_1, D_2, D_3 e primário do transformador; (**b**) expressar a corrente primária na série de Fourier; e (**c**) determinar o fator de potência de entrada PF e o fator harmônico HF da corrente de entrada.

3.31 Repetir o Problema 3.30 se o primário do transformador estiver conectado em triângulo e o secundário em estrela.

3.32 O retificador polifásico em estrela da Figura 3.24a tem seis pulsos e fornece uma corrente de carga média sem ondulação de I_a. O primário do transformador está conectado em triângulo e o secundário em estrela. Considerar a relação de transformação unitária. (**a**) Desenhar as formas de onda para as correntes em D_1, D_2, D_3 e primário do transformador; (**b**) expressar a corrente primária na série de Fourier; e (**c**) determinar o fator de potência de entrada PF e o fator harmônico HF da corrente de entrada.

3.33 O retificador trifásico em ponte da Figura 3.25a fornece uma corrente de carga sem ondulação de I_a. O primário e o secundário do transformador estão conectados em estrela. Considerar a relação de transformação unitária. (**a**) Desenhar as formas de onda para as correntes em D_1, D_3, D_5 e corrente de fase secundária do transformador; (**b**) expressar a corrente de fase secundária na série de Fourier; e (**c**) determinar o fator de potência de entrada PF e o fator harmônico HF da corrente de entrada.

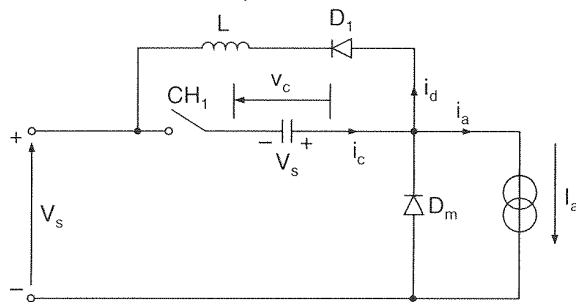
3.34 Repetir o Problema 3.33 se o primário do transformador estiver conectado em triângulo e o secundário em estrela.

3.35 Repetir o Problema 3.33 se o primário e o secundário do transformador estiverem conectados em triângulo.

3.36 Um circuito com diodo é mostrado na Figura P3.36, em que a corrente de carga está fluindo através do diodo D_m. Se a chave CH_1 for fechada no instante de tempo $t = 0$, determinar: (**a**) as expressões para $v_c(t)$, $i_c(t)$ e $i_d(t)$; (**b**) o instante t_1 quando o diodo D_1 pára de conduzir; (**c**) o instante t_q quando a tensão sobre o capacitor torna-se zero; e (**d**) o tempo necessário para o capacitor recarregar com a tensão da fonte de alimentação V_s.

Figura P3.36

MAKRON
Books

Capítulo 4

Tiristores

4.1 INTRODUÇÃO

O tiristor é um dos mais importantes tipos de dispositivos semicondutores de potência. Os tiristores são extensivamente utilizados em circuitos de eletrônica de potência. Eles são operados como chaves biestáveis, indo do estado de não-condução para o estado de condução. Os tiristores podem ser considerados como chaves ideais para muitas aplicações, mas os tiristores práticos exibem certas características e limitações.

4.2 CARACTERÍSTICAS DOS TIRISTORES

O tiristor é um dispositivo semicondutor de quatro camadas, de estrutura *pnpn*, com três junções *pn*. Ele tem três terminais: anodo, catodo e gatilho (do inglês *gate*). A Figura 4.1 mostra o símbolo do tiristor e uma vista da seção transversal das três junções *pn*. Os tiristores são fabricados por difusão.

Quando a tensão de anodo é positiva em relação ao catodo, as junções J_1 e J_3 estão polarizadas diretamente. A junção J_2 está reversamente polarizada e apenas uma pequena corrente de fuga flui do anodo para o catodo. Diz-se então que o tiristor está na condição de *bloqueio direto* (do inglês *forward blocking*) ou *estado desligado* (do inglês *off-state*) e a corrente de fuga é conhecida como *corrente de estado desligado* I_D. Se a tensão anodo-catodo V_{AK} for aumentada a um valor suficientemente grande, a junção reversamente polarizada J_2 romperá. Isto é conhecido como *ruptura por avalanche* (do inglês *avalanche breakdown*) e a tensão correspondente é chamada *tensão de ruptura direta* (do inglês *forward breakdown voltage* – V_{BO} *). Como as junções* J_1 *e* J_3 *já estão diretamente polariza-*

das, haverá um movimento livre de portadores através de todas as três junções, resultando em uma grande corrente de anodo no sentido direto. O dispositivo estará então no *estado de condução* ou *estado ligado* (do inglês *on-state*). A queda de tensão se deve à queda ôhmica nas quatro camadas e é pequena, tipicamente de 1 V. No estado de condução, a corrente de anodo é limitada por uma impedância ou resistência externa R_L, como mostrado na Figura 4.2a. A corrente de anodo tem de estar acima de um valor conhecido como *corrente de travamento* (do inglês *latching current* – I_L), a fim de manter a quantidade necessária do fluxo de portadores na junção; de outra forma o dispositivo voltará à condição de bloqueio quando a tensão anodo-catodo for reduzida. A *corrente de travamento* I_L é a mínima corrente de anodo necessária para manter o tiristor no estado de condução imediatamente após um tiristor ter sido ligado e o sinal de gatilho ter sido removido. Uma curva característica típica *vi* de um tiristor é mostrada na Figura 4.2b.

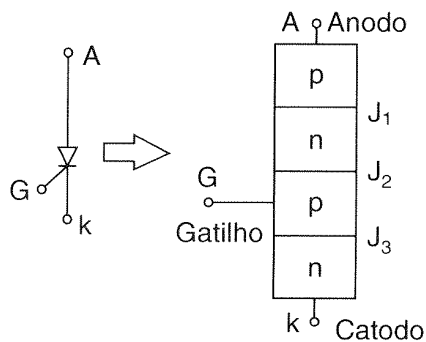
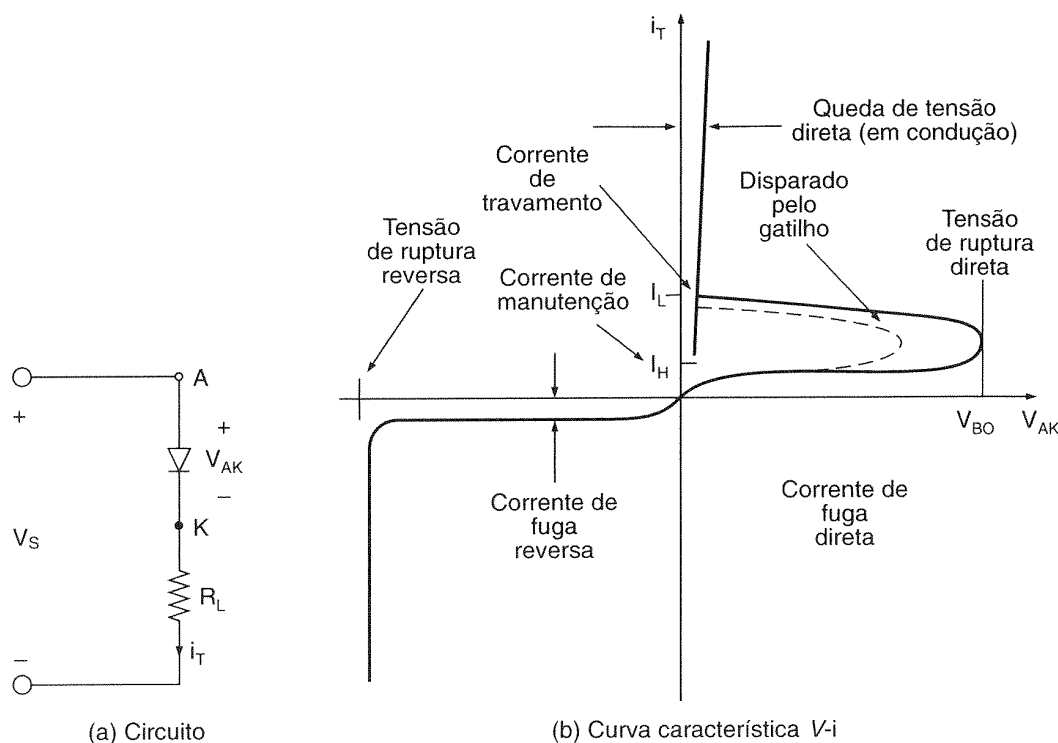



Figura 4.1

Símbolo do tiristor e as três junções *pn*.

Uma vez que o tiristor conduz, ele se comporta como um diodo em condução e não há controle sobre o dispositivo. Ele continuará a conduzir porque não há camada de depleção devido ao movimento livre de portadores na junção J_2. Entretanto, se a corrente direta de anodo for reduzida abaixo de um nível conhecido como *corrente de manutenção* (do inglês *holding current* – I_H), uma região de depleção se desenvolverá em torno da junção J_2, devido ao reduzido número de portadores, e o tiristor estará no estado de bloqueio. A corrente de manutenção está na ordem de miliampères e é menor que a corrente de travamento I_L. Isto é, $I_L > I_H$. A *corrente de travamento* I_H é a mínima corrente de anodo para manter o tiristor no estado de condução. A corrente de manutenção é menor que a corrente de travamento.

Figura 4.2

Circuito do tiristor e curva característica *v–i*.

Quando a tensão de catodo é positiva em relação ao anodo, a junção J_2 está diretamente polarizada, mas as junções J_2 e J_3 estão reversamente polarizadas. Isto é, como dois diodos conectados em série, com tensão reversa sobre eles. O tiristor estará no estado de bloqueio reverso e uma corrente de fuga reversa, *conhecida como corrente reversa* I_R, fluirá através do dispositivo.

Um tiristor pode ser ligado pelo aumento da tensão direta V_{AK} além de V_{BO}, mas tal forma de ligá-lo pode ser destrutiva. Na prática, a tensão direta é mantida abaixo de V_{BO} e o tiristor é ligado (disparado) pela aplicação de uma tensão positiva entre seus terminais de gatilho e catodo. Isto é mostrado na Figura 4.2b pelas linhas pontilhadas. Uma vez que o tiristor seja disparado por um sinal de gatilho e sua corrente de anodo seja maior que a corrente de manutenção, o dispositivo continua a conduzir devido à realimentação positiva, mesmo que o sinal de gatilho seja removido. Um tiristor é um dispositivo de retenção ou travamento.

4.3 MODELO COM DOIS TRANSISTORES DE UM TIRISTOR

A ação regenerativa ou de travamento devido à realimentação positiva pode ser demonstrada pela utilização de um modelo de tiristor com dois transistores. Um tiristor pode ser considerado como dois transistores complementares, um *pnp*, o transistor Q_1, e o outro *npn*, o transistor Q_2, como mostrado na Figura 4.3a.

A corrente de coletor I_C de um tiristor é relacionada, em geral, à corrente de emissor I_E e à corrente de fuga da junção base-coletor, I_{CBO}, como

$$I_C = \alpha I_E + I_{CBO} \tag{4.1}$$

e o ganho de *corrente em base comum* é definido como $\alpha \cong I_C/I_E$. Para o transistor Q_1, a corrente de emissor é a corrente de anodo I_A e a corrente de coletor I_{C1} pode ser encontrada a partir da Eq. (4.1):

$$I_{C1} = \alpha_1 I_A + I_{CBO1} \tag{4.2}$$

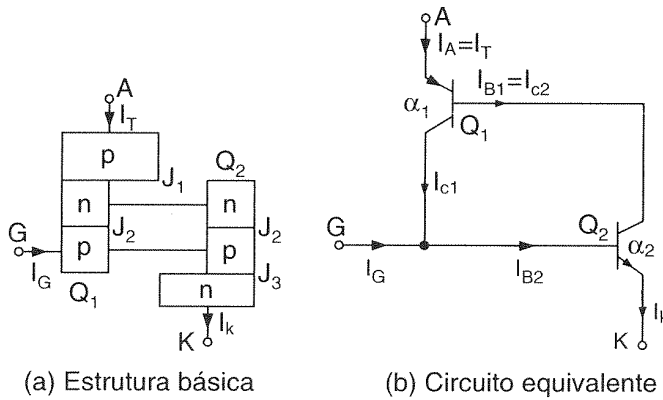



Figura 4.3

Modelo de um tiristor com dois transistores.

onde α_1 é o ganho de corrente e I_{CBO1} é a corrente de fuga para Q_1. Similarmente para o transistor Q_2, a corrente de coletor I_{C2} é

$$I_{C2} = \alpha_2 I_K + I_{CBO2} \tag{4.3}$$

onde α_2 é o ganho de corrente e I_{CBO2} é a corrente de fuga para Q_2. Combinando I_{C1} e I_{C2}, obtém-se

$$I_A = I_{C1} + I_{C2} = \alpha_1 I_A + I_{CBO1} + \alpha_2 I_K + I_{CBO2} \tag{4.4}$$

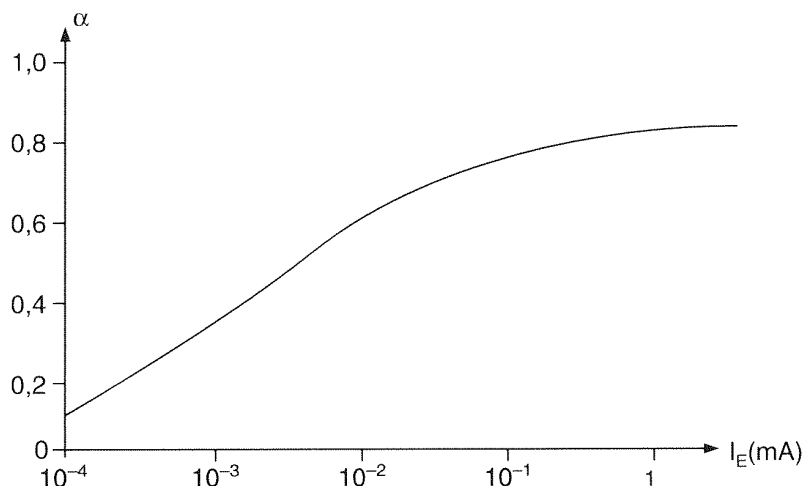
Mas para uma corrente de gatilho de I_G, $I_K = I_A + I_G$ e resolvendo a Eq. (4.4) para I_A, obtém-se

$$I = \frac{\alpha_2 I_G + I_{CBO1} + I_{CBO2}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \tag{4.5}$$

O ganho de corrente α_1 varia com a corrente de emissor $I_A = I_E$; e α_2 varia com $I_K = I_A + I_G$. Uma variação típica do ganho de corrente α com a corrente de emissor I_E é mostrada na Figura 4.4. Se a corrente de gatilho I_G for subitamente aumentada, por

exemplo de 0 a 1 mA, isto imediatamente aumentará a corrente de anodo I_A, o que aumentará ainda mais α_1 e α_2; α_2 dependerá de I_A e I_G. O aumento nos valores de α_1 e α_2 aumentará ainda mais I_A. Portanto, há um efeito regenerativo ou de realimentação positiva. Se $(\alpha_1 + \alpha_2)$ tender à unidade, o denominador da Eq. (4.5) se aproximará de zero, resultando em uma grande corrente de anodo I_A, e o tiristor será disparado com uma pequena corrente de gatilho.

Figura 4.4

Variação típica do ganho de corrente com a corrente de emissor.

Sob condições transitórias, as capacitâncias das junções *pn* influenciarão a curva característica do tiristor, como mostrado na Figura 4.5. Se o tiristor estiver no estado de bloqueio, uma tensão de crescimento rápido (do tipo degrau) aplicada sobre o dispositivo causará um fluxo elevado de corrente através dos capacitores das junções. A corrente através do capacitor C_{j2} pode ser expressa como

$$i_{j2} = \frac{d(q_{j2})}{dt} = \frac{d}{dt}(C_{j2}V_{j2}) = V_{j2}\frac{dC_{j2}}{dt} + C_{j2}\frac{dV_{j2}}{dt} \tag{4.6}$$

onde C_{j2} e V_{j2} são a capacitância e a tensão da junção J_2, respectivamente, e q_{j2} é a carga na junção. Se a taxa de crescimento da tensão dv/dt for grande, então i_{j2} será grande, e isto resultará em correntes de fuga I_{CBO1} e I_{CBO2} maiores. De acordo com a Eq. (4.5), valores suficientemente grandes de I_{CBO1} e I_{CBO2} podem causar $(\alpha_1 + \alpha_2)$, tendendo à unidade, e resultar em um disparo indesejável do tiristor. Entretanto, uma corrente elevada através dos capacitores das junções pode também danificar o dispositivo.

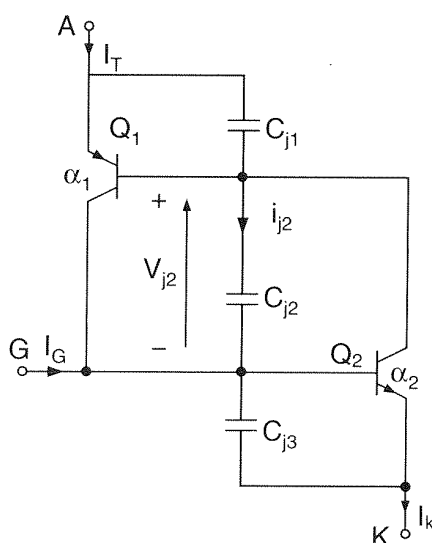



Figura 4.5

Modelo transitório de um tiristor com dois transistores.

4.4 DISPARO DE UM TIRISTOR

Um tiristor é disparado aumentando-se a corrente de anodo. Isto pode ser conseguido através de uma das seguintes formas:

Térmica. Se a temperatura de um tiristor for elevada, haverá um aumento no número de pares elétrons–lacunas que aumentará as correntes de fuga. Este aumento nas correntes causará o aumento de α_1 e α_2. Devido à ação regenerativa, $(\alpha_1 + \alpha_2)$ poderão tender à unidade e o tiristor poderá ser disparado. Esse tipo de disparo pode causar agitação térmica e é normalmente evitado.

Luz. Se for permitido que a luz atinja as junções de um tiristor, os pares elétrons–lacunas aumentarão; e o tiristor poderá ser disparado. Os tiristores ativados por luz (do inglês *light-activated thyristors*) são disparados, permitindo-se que a luz atinja a pastilha de silício.

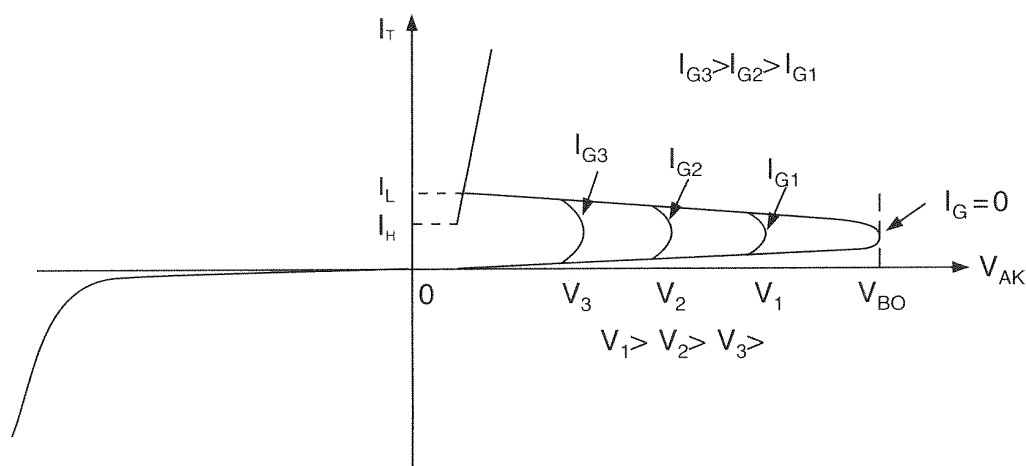
Tensão elevada ou sobretensão. Se a tensão direta anodo-catodo for maior que a tensão direta de ruptura V_{BO}, fluirá uma corrente de fuga suficiente para iniciar o disparo regenerativo. Esse tipo de disparo pode ser destrutivo e deve ser evitado.

dv/dt. Pode ser notado a partir da Eq. (4.6) que, se a taxa de crescimento da tensão anodo-catodo for elevada, a corrente de carga das junções capacitivas pode ser

suficiente para disparar o tiristor. Um alto valor de corrente de cargas pode danificar o tiristor; e o dispositivo tem de ser protegido contra dv/dt elevado. Os fabricantes especificam o dv/dt máximo permissível dos tiristores.

Corrente de gatilho. Se o tiristor estiver diretamente polarizado, a injeção da corrente de gatilho pela aplicação de tensão positiva entre os terminais de gatilho e catodo irá dispará-lo. À medida que a corrente de gatilho aumenta, a tensão de bloqueio direta diminui, como mostrado na Figura 4.6.

Figura 4.6

Efeitos da corrente de gatilho na tensão de bloqueio direta.

A Figura 4.7 mostra as formas de onda da corrente de anodo, seguindo a aplicação do sinal de gatilho. Há um atraso de tempo, conhecido como *tempo de disparo* (do inglês *turn-on time* – t_{on}), entre a aplicação do sinal de gatilho e a condução do tiristor. O t_{on} é definido como o intervalo de tempo entre 10% da corrente de gatilho de regime permanente ($0{,}1I_G$) e 90% da corrente de regime permanente em estado de condução do tiristor ($0{,}9I_T$); t_{on} é a soma do *tempo de atraso* t_d e do *tempo de subida* t_r; t_d é definido como o intervalo de tempo entre 10% da corrente de gatilho ($0{,}1I_G$) e 10% da corrente do tiristor em estado de condução ($0{,}1I_T$). O t_r é o tempo necessário para a corrente de anodo crescer de 10% a 90% da corrente em estado de condução (ou seja, de $0{,}1I_T$ a $0{,}9I_T$). Esses tempos são ilustrados na Figura 4.7.

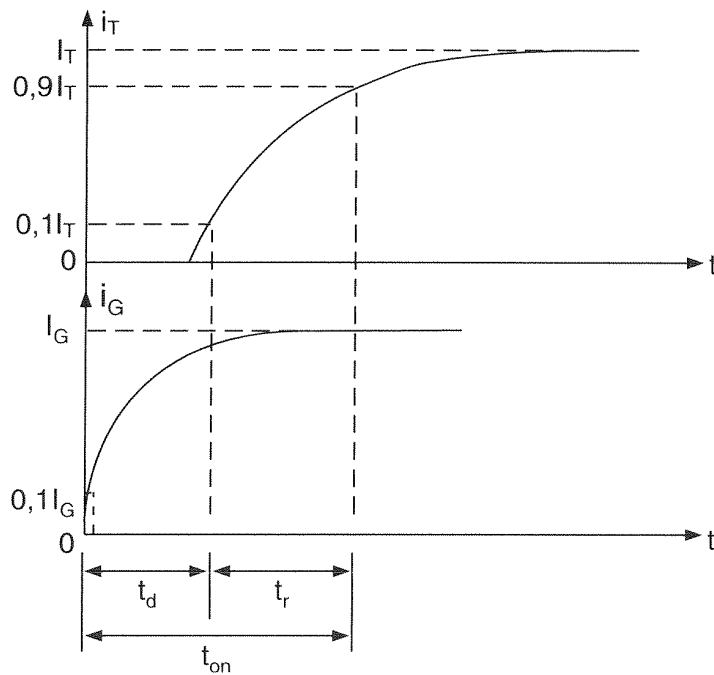



Figura 4.7

Características de disparo.

Os seguintes pontos devem ser considerados no projeto de circuitos de controle de gatilho:

1. O sinal de gatilho deve ser removido após o disparo do tiristor. Um sinal contínuo aumentaria a perda de potência na junção do gatilho.

2. Enquanto o tiristor estiver reversamente polarizado, não deverá haver sinal de gatilho; de outra forma o tiristor poderia falhar devido a um aumento da corrente de fuga.

3. A largura do pulso de gatilho t_G tem de ser maior que o tempo necessário para a corrente de anodo crescer até o valor da corrente de manutenção I_H. Na prática, a largura do pulso t_G normalmente é feita maior que o tempo de disparo do tiristor t_{on}.

Exemplo 4.1

A capacitância da junção j_2 reversamente polarizada em um tiristor é $C_{j2} = 20\,\text{pF}$ e pode ser considerada independente da tensão de estado de bloqueio. O valor de limitação da corrente de carga para disparar o tiristor é 16 mA. Determinar o valor crítico do dv/dt.

Solução: $C_{j2} = 20\,\text{pF}$ e $i_{j2} = 16\,\text{mA}$. Como $d(C_{j2})/dt = 0$, pode-se encontrar o valor crítico de dv/dt a partir da Eq. (4.6):

$$\frac{dv}{dt} = \frac{i_{j2}}{C_{j2}} = \frac{16 \times 10^{-1}}{20 \times 10^{-15}} = 800\,\text{V}/\mu\text{s}$$

4.5 PROTEÇÃO CONTRA *di/dt*

Um tiristor necessita de um tempo mínimo para espalhar a condução de corrente uniformemente por todas as junções. Se a taxa de crescimento da corrente de anodo for muito rápida, comparada à velocidade de espalhamento do processo de disparo, um "ponto quente" (do inglês *hot spot*) localizado ocorrerá, devido à elevada densidade de corrente, e o dispositivo poderá falhar, como resultado da temperatura excessiva.

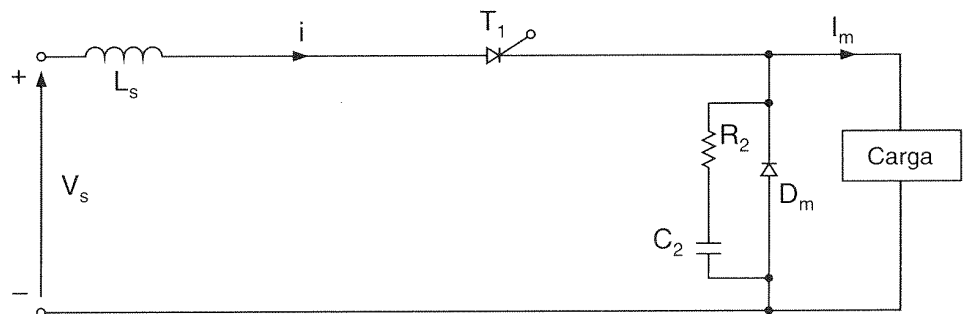
Os dispositivos práticos devem ser protegidos contra di/dt elevados. Como exemplo, considerar o circuito da Figura 4.8. Sob operação em regime permanente, D_m conduz quando o tiristor T_1 estiver desligado. Se T_1 for disparado quando D_m ainda estiver conduzindo, o di/dt poderá ser muito alto e limitado apenas pela indutância parasita do circuito.

Na prática, o di/dt é limitado pela adição de um indutor em série L_s, como mostrado na Figura 4.8. O di/dt no sentido direto é

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_s}{L_2} \tag{4.7}$$

onde L_s é a indutância em série, incluindo qualquer indutância parasita.

Figura 4.8

Circuito *chopper* com indutores de limitação de di/dt.

4.6 PROTEÇÃO CONTRA *dv/dt*

Se a chave CH_1, da Figura 4.9a, for fechada em $t = 0$, um degrau de tensão será aplicado sobre o tiristor T_1 e o dv/dt pode ser elevado o suficiente para disparar o dispositivo. O dv/dt pode ser limitado através da conexão do capacitor C_s, como mostra a Figura 4.9a. Quando o tiristor T_1 for disparado, a corrente de descarga do capacitor será limitada pelo resistor R_s, como mostrado na Figura 4.9b.

Com um circuito *RC*, conhecido como circuito *snubber* (ver Capítulo 16), a tensão sobre o tiristor crescerá exponencialmente, como mostrado na Figura 4.9c, e o dv/dt poderá ser encontrado aproximadamente de

$$\frac{dv}{dt} = 0{,}632\frac{V_s}{\tau} = 0{,}632\frac{V_s}{R_s C_s} \tag{4.8}$$

O valor da constante de tempo *snubber* $\tau = R_s C_s$ pode ser determinado a partir da Eq. (4.8) para um valor conhecido de dv/dt. O valor de R_s é encontrado a partir da corrente de descarga I_{TD}.

$$R_s = \frac{V_s}{I_{TD}} \tag{4.9}$$

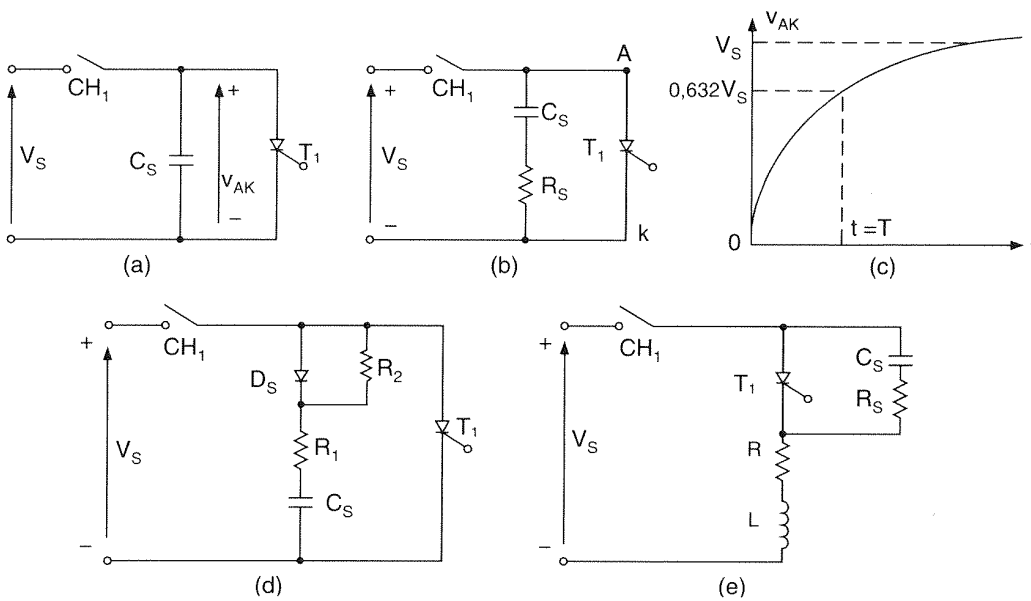



Figura 4.9

Circuitos de proteção contra dv/dt.

É possível utilizar mais de um resistor para o dv/dt e para a descarga, como mostrado na Figura 4.9d. O dv/dt é limitado por R_1 e C_s. $(R_1 + R_2)$ limita a corrente de descarga de forma que

$$I_{TD} = \frac{V_s}{R_1 + R_2} \tag{4.10}$$

A carga pode formar um circuito em série com a rede *snubber*, como mostrado na Figura 4.9e. A partir das Eqs. (3.23) e (3.24), a razão de amortecimento δ de uma equação de segunda ordem é

$$\delta = \frac{\alpha}{\omega_0} \frac{R_S + R}{2} \sqrt{\frac{C_S}{L_S + L}} \tag{4.11}$$

onde L_S é a indutância parasita e L e R são a indutância e resistência de carga, respectivamente.

Para limitar o sobressinal (do inglês *overshoot*) máximo de tensão aplicado sobre o tiristor, é utilizada uma razão de amortecimento na faixa de 0,5 a 1,0. Se a indutância da carga for elevada, o que é normalmente o caso, R_S pode ser grande e C_S pequeno para manter o valor desejado de razão de amortecimento. Um valor alto de R_S reduzirá a corrente de descarga e um valor baixo de C_S reduzirá as perdas no *snubber*. Os circuitos da Figura 4.9 devem ser totalmente analisados para se determinar o valor desejado de razão de amortecimento que limitará o dv/dt ao valor pretendido. Uma vez que a razão de amortecimento seja conhecida, R_S e C_S podem ser encontrados. A mesma rede RC ou *snubber* é normalmente utilizada tanto para proteção contra dv/dt quanto para supressão de tensões transitórias devido ao tempo de recuperação reversa. A supressão de tensões transitórias é analisada na Seção 15.4.

Exemplo 4.2

A tensão de entrada na Figura 4.9e é $V_s = 200$ V com uma resistência de carga de $R = 5\ \Omega$. As indutâncias da carga e parasita são desprezíveis e o tiristor é operado a uma freqüência de $f_s = 2$ kHz. Se o dv/dt desejado for 100 V/µs e a corrente de descarga tiver de ser limitada a 100 A, determinar (a) os valores de R_s e C_s, (b) as perdas no *snubber* e (c) a especificação de potência do resistor do *snubber*.

Solução: dv/dt, $I_{TD} = 100$ A, $R = 5\ \Omega$, $L = L_s = 0$ e $V_s = 200$ V.

(a) A partir da Figura 4.9e, a corrente de carga do capacitor *snubber* pode ser expressa como

$$V_s = (R_1 + R)\, i + \frac{1}{C_s} \int i\, dt + v_c(t = 0)$$

Com a condição inicial $v_c(t = 0) = 0$, a corrente de carga é encontrada como

$$i(t) = \frac{V_s}{R_s + R}\, e^{-t/\tau} \tag{4.12}$$

em que $\tau = (R_s + R)\, C_s$. A tensão direta sobre o tiristor é

$$v_T(t) = V_s - \frac{RV_s}{R_s + R}\, e^{-t/\tau} \tag{4.13}$$

Em $t = 0$, $v_T(0) = V_s - RV_s/(R_s + R)$ e em $t = \tau$, $v_T(\tau) = V_s - 0{,}368\, RV_s/(R_s + R)$:

$$\frac{dv}{dt} = \frac{v_T(\tau) - v_T(0)}{\tau} = \frac{0{,}632\, RV_s}{C_s(R_s + R)^2} \tag{4.14}$$

A partir da Eq. (4.9), $R_s = V_s/I_{TD} = 200/100 = 2\ \Omega$. A Eq. (4.14) dá

$$C_s = \frac{0{,}632 \times 5 \times 200 \times 1^{-6}}{(2 + 5)^2 \times 100} = 0{,}129\,\mu\text{F}$$

(b) As perdas no *snubber* são

$$P_s = 0{,}5 C_s V_s^2 f_s$$

$$= 0{,}5 \times 0{,}129 \times 10^{-6} \times 200^2 \times 2000 = 5{,}2\ \text{W} \tag{4.15}$$

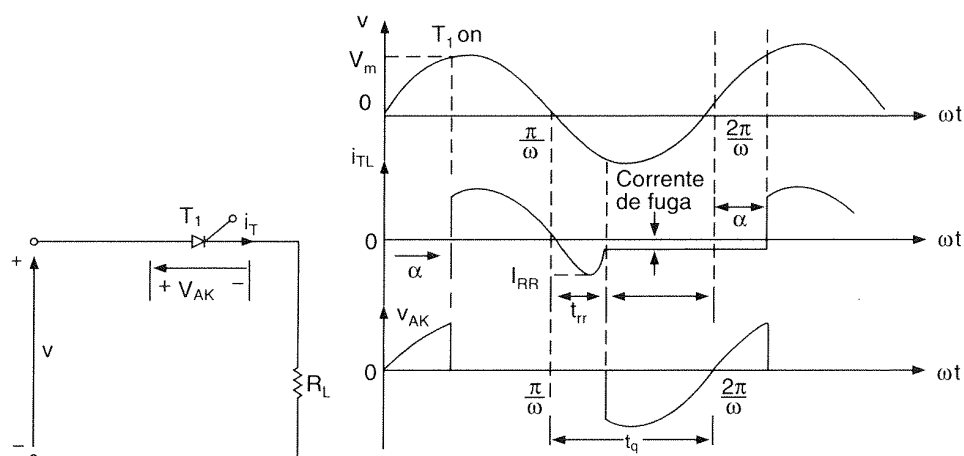
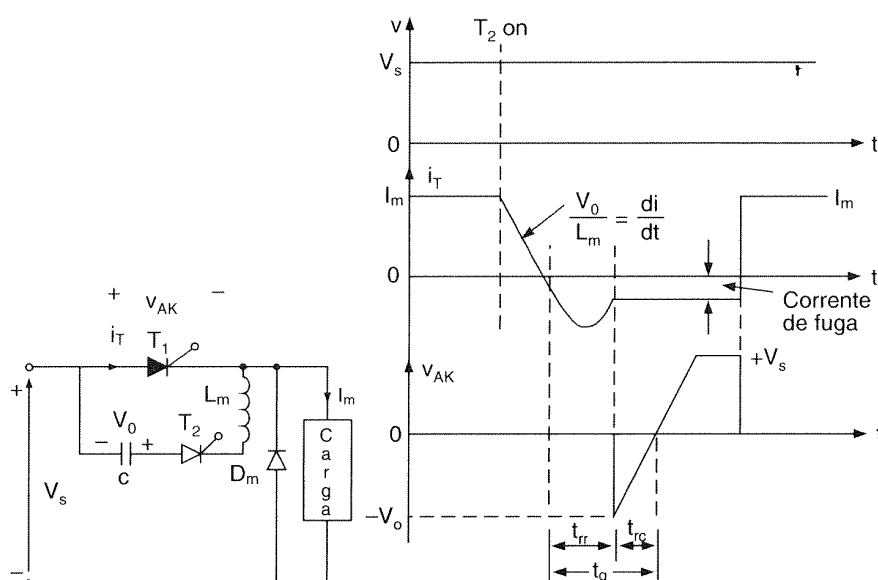
(c) Supondo que toda a energia armazenada em C_s seja dissipada somente em R_s, a especificação de potência do resistor *snubber* é 5,2 W.

4.7 DESLIGAMENTO DO TIRISTOR

Um tiristor que esteja em estado de condução pode ser desligado pela redução da corrente direta a um nível abaixo da corrente de manutenção I_H. Há várias técnicas para o desligamento de um tiristor, que são discutidas no Capítulo 7. Em todas as técnicas de comutação, a corrente de anodo é conservada abaixo da corrente de manutenção por um tempo suficientemente grande, de forma que todos os portadores em excesso nas quatro camadas sejam eliminados ou recombinados.

Devido às duas junções *pn* externas J_1 e J_3, as características de desligamento seriam similares às de um diodo, exibindo tempo de recuperação reversa t_{rr} e corrente de recuperação reversa máxima I_{RR}. I_{RR} pode ser muito maior que a corrente de bloqueio reversa normal I_R. Em um circuito conversor comutado pela rede, onde a tensão de entrada é alternada como mostrado na Figura 4.10a, uma tensão reversa aparece sobre o tiristor imediatamente após a corrente direta ir para o valor zero. Esta tensão reversa acelerará o processo de desligamento, eliminando o excesso de portadores nas junções *pn* J_1 e J_3. As Eqs. (2.6) e (2.7) podem ser aplicadas para calcular t_{rr} e I_{RR}.

Figura 4.10

Curvas características de desligamento.

(a) Circuito com tiristor comutado pela rede

(b) Circuito de comutação forçada de tiristor

A junção *pn* interna J_2 necessitará de um tempo, conhecido como *tempo de recombinação* – t_{rc} para recombinar o excesso de portadores. Uma tensão reversa negativa reduziria esse tempo de recombinação. O t_{rc} é dependente da amplitude da tensão reversa. As curvas características de desligamento são mostradas na Figura 4.10a e b, para um circuito comutado pela rede e para um de comutação forçada, respectivamente.

O tempo de desligamento t_q é a soma do tempo de recuperação reversa t_{rr} e do tempo de recombinação t_{rc}. Ao término do desligamento, uma camada de depleção desenvolve-se sobre a junção J_2 e o tiristor recupera sua capacidade de suportar (bloquear) tensão direta. Em todas as técnicas de comutação no Capítulo 7, uma tensão reversa é aplicada sobre o tiristor durante o processo de desligamento.

O *tempo de desligamento* (do inglês *turn-off time* – t_q) é o valor mínimo do intervalo de tempo entre o instante em que a corrente em estado de condução é diminuí-

da a zero e aquele em que o tiristor é capaz de suportar tensão direta sem disparar. O t_q depende do valor máximo da corrente de condução e do valor instantâneo da tensão, ambas em estado de condução.

A *carga recuperada reversa* (do inglês *reverse recovered charge* – Q_{RR}) é a quantidade de carga que tem de ser recuperada durante o processo de desligamento. Seu valor é determinado a partir da área englobada pelo caminho da corrente de recuperação reversa. O valor de Q_{RR} depende da taxa de decaimento da corrente de condução e do valor máximo da corrente, ambas em estado de condução, antes do desligamento. Q_{RR} causa perda de energia correspondente dentro do dispositivo.

4.8 TIPOS DE TIRISTORES

Os tiristores são fabricados quase exclusivamente por difusão. A corrente de anodo necessita de um tempo finito para se propagar por toda a área da junção, a partir do ponto próximo ao gatilho, quando o sinal deste é iniciado para o disparo do tiristor. Os fabricantes utilizam várias estruturas de gatilho para controlar o di/dt, o tempo de disparo e o tempo de desligamento. Dependendo da construção física, e do comportamento do tempo de disparo e de desligamento, os tiristores podem genericamente ser classificados em nove categorias:

1. tiristores de controle de fase (do inglês *phase-control* – SCRs);
2. tiristores de chaveamento rápido (do inglês *fast-switching* – SCRs);
3. tiristores de desligamento pelo gatilho (do inglês *gate-turn-off* – GTOs);
4. tiristores triodos bidirecionais (do inglês *bidirectional triode* – TRIACs);
5. tiristores de condução reversa (do inglês *reverse-conducting* – RCTs);
6. tiristores de indução estática (do inglês *static induction* – SITHs);
7. retificadores controlados de silício ativados por luz (do inglês *light-activated silicon-controlled rectifiers* – LASCRs);
8. tiristores controlados por FET (do inglês *FET-controlled* – FET-CTHs);
9. tiristores controlados por MOS (do inglês *MOS-controlled* – MCTs).

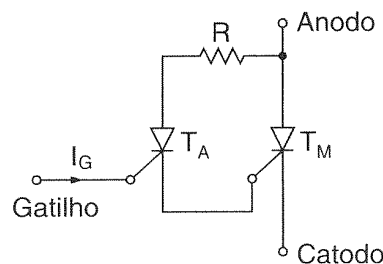
4.8.1 Tiristores de Controle de Fase

Este tipo de tiristores geralmente opera na freqüência da rede e é desligado por comutação natural. O tempo de desligamento t_q é da ordem de 50 a 100 μs. Este é o mais adequado para aplicações de chaveamento em baixa velocidade e é também conhecido

como *tiristor de conversor* (do inglês *converter thyristor*). Como um tiristor é basicamente um dispositivo controlado, feito de silício, ele é também conhecido como *retificador controlado de silício* (do inglês *silicon-controlled rectifier – SCR*).

A queda de tensão em estado de condução, V_T, varia tipicamente de 1,15 V para dispositivos de 600 V a 2,5 V para os de 4000 V; e para um tiristor de 5500 A e 1200 V ela é tipicamente 1,25 V. Os tiristores modernos utilizam uma amplificação de gatilho, em que um tiristor auxiliar T_A é disparado por um sinal de gatilho e então a saída amplificada de T_A é aplicada como um sinal de gatilho para o tiristor principal T_M. Isto é mostrado na Figura 4.11. A amplificação de gatilho permite elevadas características dinâmicas com dv/dt típico de 1000 V/µs e di/dt típico de 500 A/µs e simplifica o projeto do circuito através da redução ou minimização do indutor de limitação do di/dt e dos circuitos de proteção contra dv/dt.

Figura 4.11

Tiristor com amplificação de gatilho.

4.8.2 Tiristores de Chaveamento Rápido

Esses tiristores utilizados em aplicações de chaveamento de alta velocidade com comutação forçada (por exemplo, *choppers* no Capítulo 9 e inversores no Capítulo 10). Eles têm tempo de desligamento rápido, geralmente de 5 a 50 µs, dependendo da faixa de tensão. A queda de tensão direta em estado de condução varia aproximadamente como uma função inversa do tempo de desligamento t_q. Esse tipo de tiristor é também conhecido como *tiristor de inversor* (do inglês *inverter thyristor*).

Esses tiristores têm dv/dt elevado de tipicamente 1000 V/µs e di/dt de 1000 A/µs. O desligamento rápido e di/dt elevado são muito importantes para reduzir o tamanho e o peso dos componentes do circuito de comutação e/ou reativo. A tensão em estado de condução de um tiristor de 2200 A e 1800 V é tipicamente 1,7 V. Os tiristores de inversores com uma capacidade de bloqueio reverso muito limitada, tipicamente 10 V, e um tempo de desligamento muito rápido entre 3 e 5 µs, são comumente conhecidos como *tiristores assimétricos* (do inglês *asymmetrical thyristors* – ASCRs). Tiristores de chaveamento rápido de vários tamanhos são mostrados na Figura 4.12.

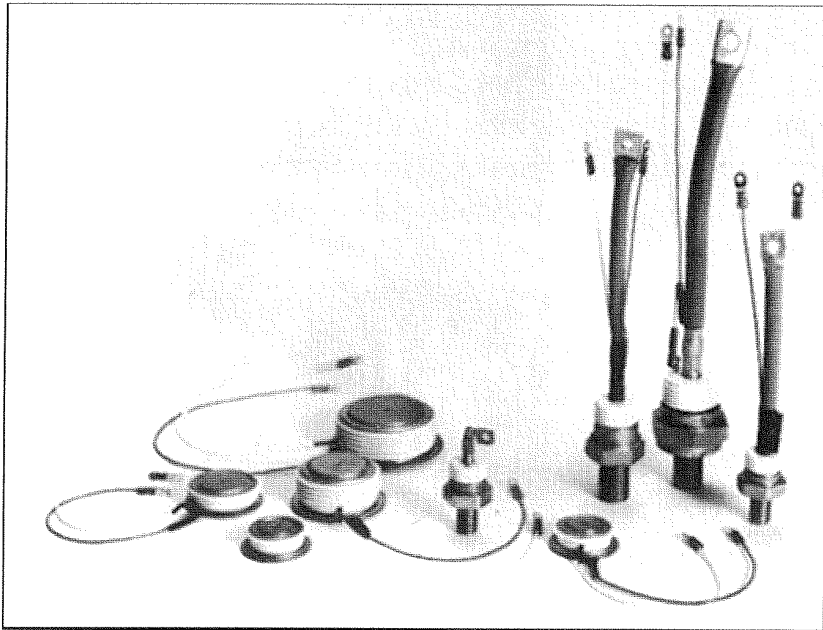



Figura 4.12

Tiristores de chaveamento rápido (cortesia da Powerex, Inc.).

4.8.3 Tiristores de Desligamento pelo Gatilho – GTOS

Um tiristor de desligamento pelo gatilho (do inglês *gate-turn-off – GTO*), a exemplo de um SCR, pode ser disparado pela aplicação de um sinal positivo de gatilho. Entretanto, ele pode ser desligado por um sinal negativo de gatilho. Um GTO é um dispositivo de retenção e pode ser construído para faixas de tensão e corrente similares àquelas de um SCR. Um GTO é disparado pela aplicação de um pulso positivo curto e desligado por um pulso negativo curto a seu gatilho. Os GTOs têm vantagens sobre os SCRs: (1) eliminação dos componentes de comutação na comutação forçada, resultando em redução de custo, peso e volume; (2) redução no ruído acústico e eletromagnético devido à eliminação dos indutores de comutação; (3) desligamento mais rápido, permitindo elevadas freqüências de chaveamento; e (4) melhor eficiência dos conversores.

Em aplicações de baixa potência, os GTOs têm as seguintes vantagens sobre os transistores bipolares: (1) capacidade de bloqueio de tensão mais elevada; (2) elevada relação entre a máxima corrente controlável e a corrente média; (3) elevada relação entre a corrente máxima de surto e a corrente média, tipicamente 10:1; (4) alto ganho em estado de condução (corrente de anodo/corrente de gatilho), tipicamente 600; e (5) sinal de gatilho em forma de pulso de curta duração. Sob condições de surto, um GTO vai para a saturação completa devido à ação regenerativa. Por outro lado, um transistor bipolar tende a sair da saturação.

Um GTO tem baixo ganho durante o desligamento, tipicamente 6, e requer um pulso de corrente negativa relativamente alto para desligar. Ele tem quedas de tensão em estado de condução mais altas que os SCRs. A queda de tensão direta típica de um GTO de 550 A e 1200 V é 3,4 V. Um GTO de 160 A e 200 V, do tipo 160 PFT, é mostrado na Figura 4.13 e as junções desse GTO são mostradas na Figura 4.14.

Figura 4.13

GTO de 160 A, 200 V (cortesia International Rectifier).

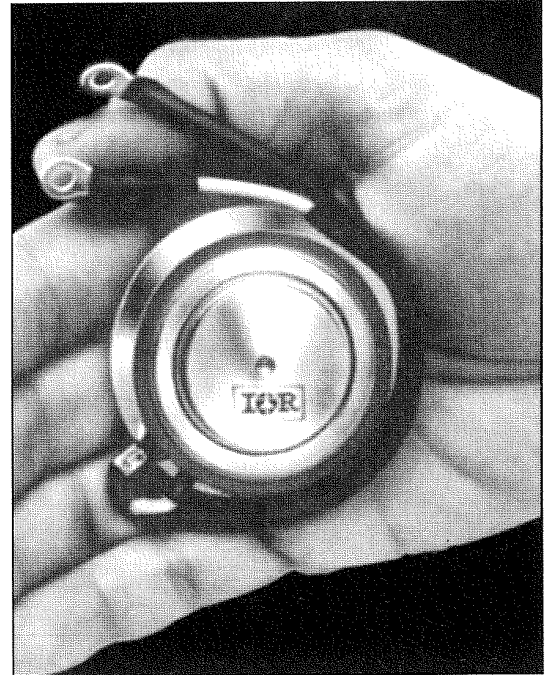
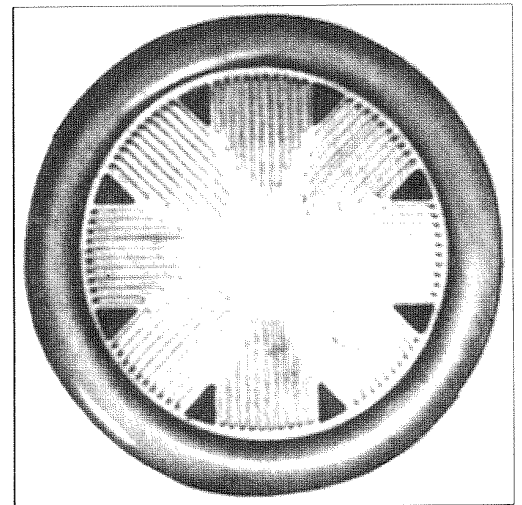



Figura 4.14

Junções do GTO 160 A da Figura 4.13 (cortesia da International Rectifier).

A *máxima corrente direta controlável* I_{TGQ} é o valor máximo da corrente em estado de condução que pode ser desligada pelo controle do gatilho. A tensão de estado de bloqueio é imediatamente reaplicada após o desligamento, e o dv/dt reaplicado é limitado somente pela capacitância do *snubber*. Uma vez que o GTO esteja desligado, a corrente de carga I_L, que é desviada para e carrega o capacitor do *snubber*, determina o dv/dt reaplicado.

$$\frac{dv}{dt} = \frac{I_L}{C_s}$$

em que C_s é a capacitância do *snubber*.

4.8.4 Tiristores Triodos Bidirecionais

Um TRIAC pode conduzir em ambos os sentidos e é normalmente utilizado em controle de fase CA (por exemplo, em controladores de tensão CA, no Capítulo 6). Ele pode ser considerado como dois SCRs conectados em antiparalelo com uma conexão de gatilho comum, como mostrado na Figura 4.15a. A curva característica *v–i* é mostrada na Figura 4.15c.

Como o TRIAC é um dispositivo bidirecional, seus terminais não podem ser designados como anodo e catodo. Se o terminal MT_2 for positivo em relação ao terminal MT_1, o TRIAC pode ser disparado pela aplicação de um sinal positivo entre os terminais de gatilho G e MT_1. Se o terminal MT_2 for negativo em relação a MT_1, ele pode ser disparado pela aplicação de um sinal negativo entre o gatilho G e MT_1. Não é necessário que se tenham ambas as polaridades do sinal de gatilho, pois um TRIAC pode ser disparado com um sinal tanto positivo como com um negativo de gatilho. Na prática as sensibilidades variam de um quadrante para outro e os TRIACs normalmente são operados no quadrante I^+ (tensão e corrente de gatilho positivas) ou no quadrante III^- (tensão e corrente de gatilho negativas).

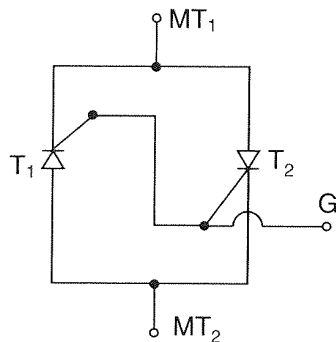
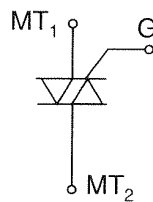
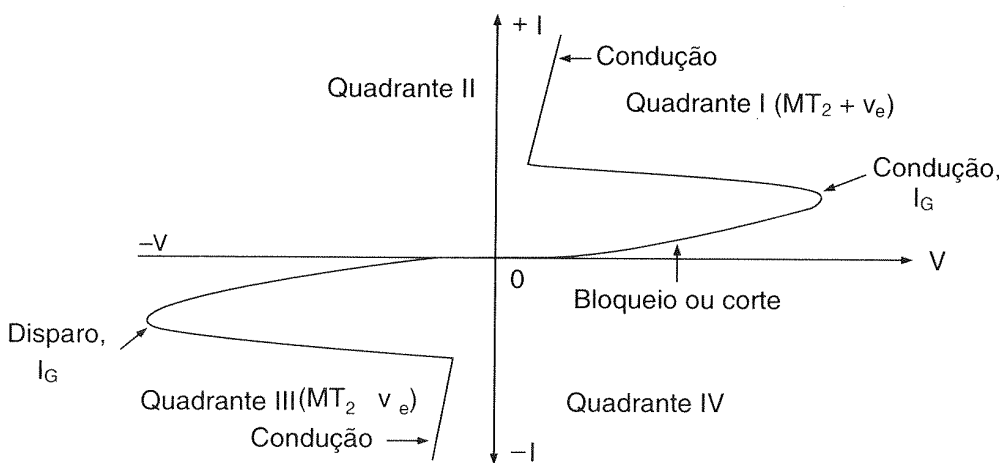



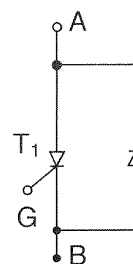
Figura 4.15

Características de um TRIAC.

4.8.5 Tiristores de Condução Reversa

Em muitos circuitos de *choppers* e inversores, um diodo em antiparalelo é conectado através de um SCR, a fim de permitir o fluxo de corrente reversa devido à carga indutiva e para melhorar os requisitos de desligamento do circuito de comutação. O diodo grampeia a tensão reversa de bloqueio do SCR a 1 ou 2 V sob condições de regime permanente. Entretanto, sob condições transitórias, a tensão reversa pode atingir até 30 V devido à tensão induzida na indutância parasita do circuito dentro do dispositivo.

Um tiristor de condução reversa (do inglês *reverse-conducting thyristor – RCT*) é um compromisso entre as características do dispositivo e as exigências do circuito; e ele pode ser considerado um tiristor com um diodo interno em antiparalelo, como mostrado na Figura 4.16. Um RCT é também chamado *tiristor assimétrico* (do inglês *asymmetrical thyristor – ASCR*). A tensão direta de bloqueio varia de 400 a 2000 V e a especificação de corrente vai até 500 A. A tensão reversa de bloqueio é tipicamente 30 a 40 V. Como a relação da corrente direta através do tiristor para a corrente reversa do diodo é fixa para um dado dispositivo, suas aplicações serão limitadas a projetos de circuitos específicos.

Figura 4.16

Tiristor de condução reversa – RCT.

4.8.6 Tiristores de Indução Estática

As características de um tiristor de indução estática (do inglês *static induction thyristor – SITH*) são similares àquelas de um MOSFET, no Capítulo 8. Um SITH é normalmente disparado pela aplicação de uma tensão positiva no gatilho como os tiristores normais e é desligado pela aplicação de uma tensão negativa ao seu gatilho. Um SITH é um dispositivo de portadores minoritários. Como resultado, o SITH tem baixa resistência ou queda de tensão diretas (em estado de condução) e pode ser fabricado para faixas de tensão e corrente mais elevadas.

Um SITH tem velocidades de chaveamento rápidas e capacidades de dv/dt e di/dt elevadas. O tempo de chaveamento é da ordem de 1 a 6 μs. A especificação de tensão pode ir até 2500 V e a de corrente está limitada a 500 A. Este dispositivo é extremamente sensível ao processo e pequenas perturbações no processo de fabricação poderiam produzir maiores alterações em suas características.

4.8.7 Retificadores Controlados de Silício Ativados por Luz

Este dispositivo é disparado por radiação direta de luz na pastilha de silício. Os pares elétron–lacuna criados devido à radiação produzem a corrente de disparo sob a influência do campo elétrico. A estrutura do gatilho é projetada para fornecer-lhe sensibilidade suficiente para realizar disparo a partir de fontes práticas de luz (por exemplo, LEDs) e para que se consigam altas capacidades de di/dt e dv/dt.

Os LASCRs são utilizados em aplicações de tensões e correntes elevadas [por exemplo, transmissão de corrente contínua em alta tensão (do inglês *high-voltage dc – HVDC*) e compensação estática de potência reativa ou de volt-ampère reativo (do inglês *volt-ampere reactive – VAR*). Um LASCR oferece isolação elétrica total entre a fonte de disparo por luz e o dispositivo de chaveamento de um conversor de potência, que flutua a um potencial tão elevado quanto algumas centenas de quilovolts. A especificação de tensão de um LASCR pode estar na faixa de 4 kV a 1500 A, com uma fonte de disparo por luz de menos de 100 mW. O di/dt típico é de 250 A/μs e o dv/dt pode ser tão elevado quanto 2000 V/μs.

4.8.8 Tiristores Controlados por FET

Um dispositivo tiristor controlado por FET (do inglês *FET-controlled thyristor – FET-CTH*) combina um MOSFET e um tiristor em paralelo como mostrado na Figura 4.17. Se uma tensão suficiente, tipicamente 3 V, for aplicada à porta (do inglês *gate*) do MOSFET, uma corrente de disparo para o tiristor será gerada internamente. Ele tem uma velocidade de chaveamento elevada e altos di/dt e dv/dt.

Este dispositivo pode ser disparado como tiristores convencionais, mas ele não pode ser desligado através do controle da porta. Este encontra aplicações onde o disparo ótico é utilizado para fornecer isolação elétrica entre o sinal de entrada ou de controle e o dispositivo de chaveamento do conversor de potência.

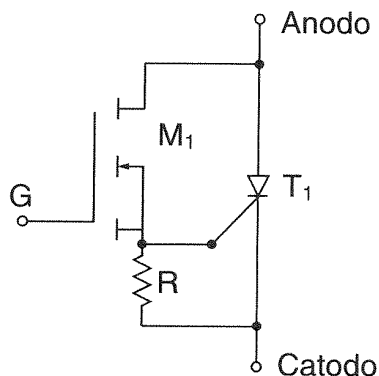



Figura 4.17

Tiristor controlado por FET.

4.8.9 Tiristores Controlados por MOS

Um tiristor controlado por MOS (do inglês *MOS–controlled thyristor – MCT*) combina as características de um tiristor regenerativo de quatro camadas e uma estrutura de gatilho ou de porta MOS. Um esquemático de uma célula MCT é mostrado na Figura 4.18a. O circuito equivalente é mostrado na Figura 4.18b e o símbolo, na Figura 4.18c. A estrutura *NPNP* pode ser representada por um transistor *NPN*, Q_1 e um transistor *PNP*, Q_2. A estrutura de gatilho MOS pode ser representada por um MOSFET de canal *p*, M_1 e um de canal *n*, M_2.

Devido a uma estrutura *NPNP* em vez de uma *PNPN* de um SCR convencional, o anodo serve como terminal de referência em relação ao qual todos os sinais de gatilho são aplicados. Considere que o MCT esteja em seu estado de bloqueio direto e uma tensão negativa V_{GA} seja aplicada. Um canal *p* (ou uma camada de inversão) é formado no material dopado *n*, levando lacunas a fluírem lateralmente a partir do emissor *p*, E_2 de Q_2 (fonte S_1 do MOSFET de canal *p*, M_1) através do canal *p* para a base *p*, B_1 de Q_1 (dreno D_1 do MOSFET de canal *p*, M_1). Esse fluxo de lacunas é a corrente de base para o transistor *NPN*, Q_1. O emissor n^+, E_1 de Q_1 então injeta elétrons que são coletados na base *n*, B_2 (e coletor *n*, C_1), que leva o emissor *p*, E_2 a injetar lacunas na base *n*, B_2 de forma tal que o transistor *PNP*, Q_2 seja ligado e retenha (trave) o MCT. Em resumo, uma tensão de gatilho negativa V_{GA} liga o MOSFET de canal *p*, M_1, fornecendo assim a corrente de base para o transistor Q_2.

Considere que o MCT esteja em seu estado de condução e uma tensão positiva V_{GA} seja aplicada. Um canal *n* é formado no material dopado com *p*, levando os elétrons a fluírem lateralmente a partir da base *n*, B_2 de Q_2 (fonte S_2 do MOSFET de canal *n*, M_2) através do canal *n* para o emissor altamente dopado n^+, E_1 de Q_1 (dreno D_2 do MOSFET de canal $n^+ - M_2$). Este fluxo de elétrons desvia a corrente de base do transistor *PNP*, Q_2 de forma que sua junção base-emissor desligue e lacunas não estejam disponíveis para serem coletadas pela base *p*, B_1 de Q_1 (e o coletor *p*, C_2 de Q_2). A eliminação dessa corrente de lacunas na base *p*, B_1 leva o transistor *NPN*, Q_1 a desligar, e o MCT retorna ao seu estado de bloqueio. Em resumo, um pulso positivo de gatilho V_{GA} desvia a corrente de excitação da base de Q_1, desligando, dessa forma, o MCT.

O MCT pode ser operado como um dispositivo controlado pelo gatilho se sua corrente for menor que a corrente máxima controlável. A tentativa de desligar o MCT em correntes maiores que sua corrente máxima controlável nominal pode resultar na destruição do dispositivo. Para valores de corrente maiores, o MCT tem de ser desligado como um SCR comum. As larguras do sinal de gatilho não são críticas para correntes menores nos dispositivos. Para correntes maiores, a largura do pulso de desligamento deve ser maior. Além disso, o gatilho drena um pico de corrente durante o desligamento. Em muitas aplicações, incluindo inversores e *choppers*, um pulso contínuo de gatilho durante todo o período condução/bloqueio é necessário para evitar o estado de ambigüidade.

(a) Esquemático

(b) Circuito equivalente

(c) Símbolo

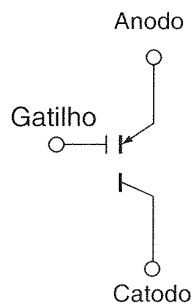
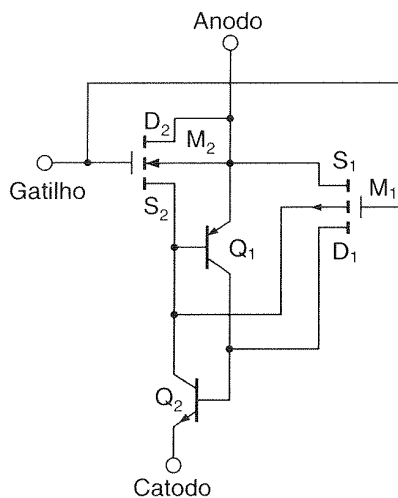
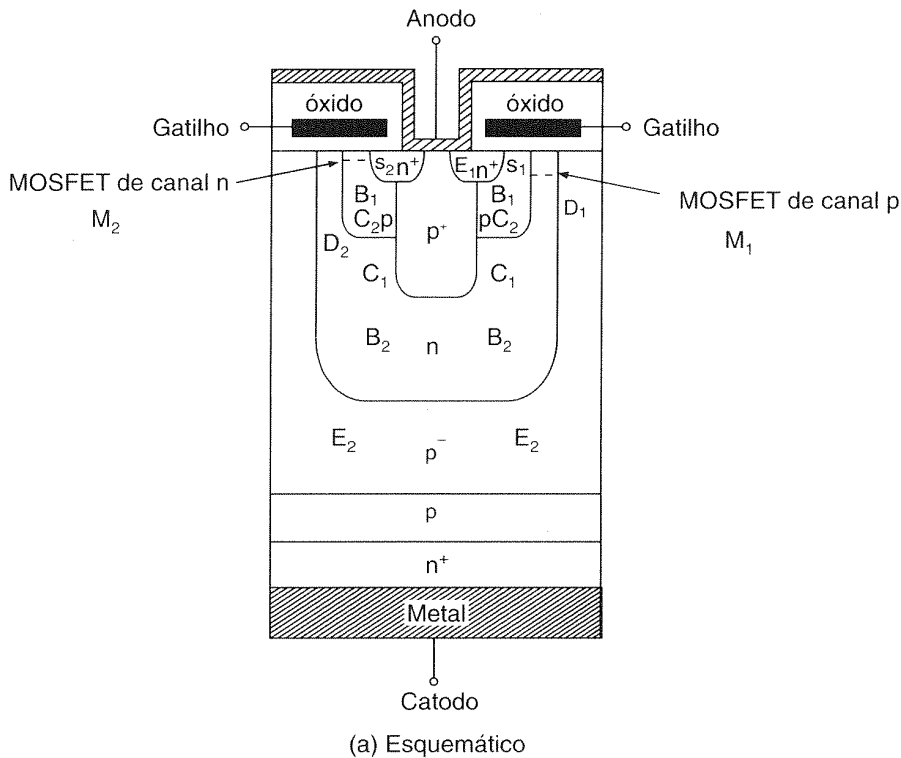



Figura 4.18

Esquemático e circuito equivalente para MCTs.

Um MCT tem (1) baixa queda de tensão direta durante a condução; (2) tempo de disparo rápido, tipicamente 0,4 µs, e tempo de desligamento rápido, tipicamente 1,25 µs, para um MCT de 300 A, 500 V; (3) baixas perdas de chaveamento; (4) baixa capacidade de bloqueio de tensão reversa; e (5) alta impedância de entrada de gatilho, o que simplifica consideravelmente os circuitos de excitação. Ele pode efetivamente ser ligado em paralelo para chavear altas correntes, com apenas modestas diminuições da corrente nominal por dispositivo. Ele não pode ser facilmente excitado a partir de um transformador de pulsos, pois uma polarização contínua é necessária para evitar o estado de ambigüidade.

Exemplo 4.3

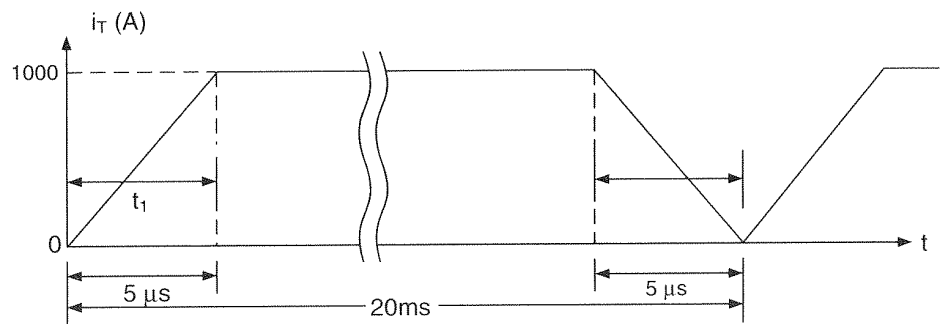
Um tiristor conduz uma corrente, como mostrado na Figura 4.19, e o pulso de corrente é repetido a uma freqüência de f_s = 50 Hz. Determinar a corrente média direta (em estado de condução) I_T.

Solução: $I_p = I_{TM} = 1000$ A, $T = 1/f_s = 1/50 = 20$ ms e $t_1 = t_2 = 5$ μs. A sua corrente média é

$$I_T = \frac{1}{20.000}[0{,}5 \times 5 \times 1000 + (20.000 - 2 \times 5) \times 1000 + 0{,}5 \times 5 \times 1000]$$

$$= 999{,}5 \text{ A}$$

Figura 4.19

Forma de onda da corrente do tiristor.

4.9 OPERAÇÃO EM SÉRIE DE TIRISTORES

Para aplicações em tensões elevadas, dois ou mais tiristores podem ser conectados em série para fornecer a especificação de tensão. Entretanto, devido à produção estendida, os tiristores do mesmo tipo não são idênticos. A Figura 4.20 mostra a curva característica em estado de bloqueio de dois tiristores. Para a mesma corrente em estado de bloqueio, suas tensões, também de estado de bloqueio, diferem.

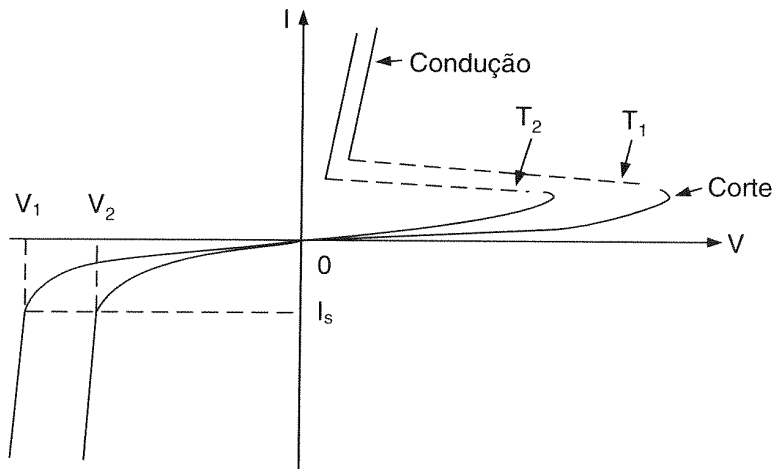



Figura 4.20

Características em estado de bloqueio de dois tiristores.

No caso dos diodos, apenas as tensões reversas de bloqueio devem ser divididas, enquanto para os tiristores as redes de divisão de tensão são necessárias tanto para a condição reversa quanto para o estado de bloqueio. A divisão de tensão normalmente é obtida pela conexão de resistores através de cada tiristor, como mostrado na Figura 4.21. Para uma igual divisão de tensão, as correntes de estado de bloqueio diferem, como mostrado na Figura 4.22. Considerar que haja n_s tiristores na estrutura. A corrente em estado de bloqueio do tiristor T_1 é I_{D1} e as dos outros tiristores são iguais, tal que $I_{D2} = I_{D3} = I_{Dn}$ e $I_{D1} < I_{D2}$. Como o tiristor T_1 tem a menor corrente em estado de bloqueio, caberá a ele a maior tensão.

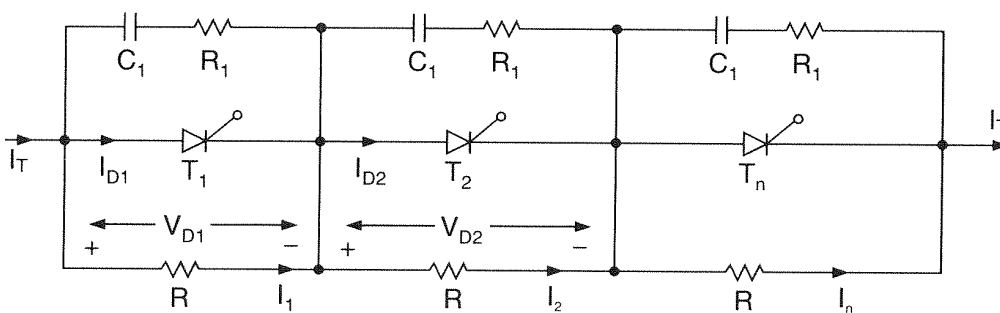



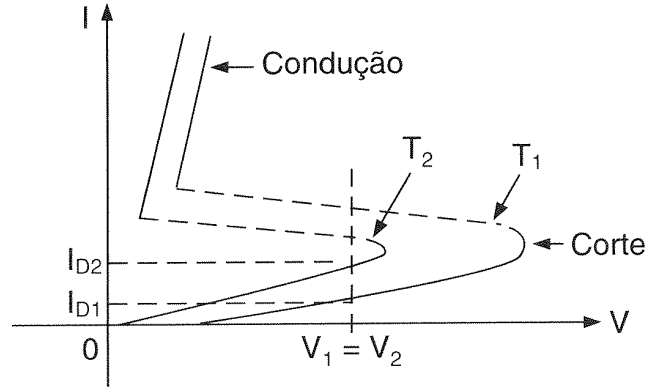
Figura 4.21

Três tiristores conectados em série.

Se I_1 for a corrente pelo resistor R, em paralelo com T_1, e as correntes pelos outros resistores forem iguais de forma que $I_2 = I_3 = I_n$, a corrente em estado de bloqueio será

$$\Delta I_D = I_{D1} - I_{D2} = I_T - I_2 - I_T + I_1 = I_1 - I_2 \quad \text{ou} \quad I_2 = I_1 - \Delta I_D$$

Figura 4.22

Correntes diretas de fuga para uma distribuição igual de tensão.

A tensão sobre T_1 é $V_{D1} = RI_1$. A utilização das leis de Kirchhoff das tensões dá

$$\begin{aligned} V_s &= V_{D1} + (n_s - 1)I_2R = V_{D1} + (n_s - 1)(I_1 - \Delta I_D)R \\ &= V_{D1} + (n_s - 1)I_1R - (n_s - 1)R\ \Delta I_D \\ &= n_sV_{D1} - (n_s - 1)R\ \Delta I_D \end{aligned} \tag{4.16}$$

A resolução da Eq. (4.16) para a tensão V_{D1} sobre T_1 dá

$$V_{D1} = \frac{V_s + (n_s - 1)R\ \Delta I_D}{n_s} \tag{4.17}$$

V_{D1} será máximo quando ΔI_D for máximo. Para $I_{D1} = 0$ e $\Delta I_D = I_{D2}$, a Eq. (4.17) dá a pior condição da tensão de regime permanente sobre T_1,

$$V_{DS(\text{máx})} = \frac{V_s + (n_s - 1)RI_{D2}}{n_s} \tag{4.18}$$

Durante o desligamento, as diferenças na carga armazenada causam diferenças na divisão da tensão reversa, como mostrado na Figura 4.23. O tiristor com a menor carga recuperada (ou tempo de recuperação reversa) enfrentará a tensão transitória mais elevada. As capacitâncias das junções, que controlam as distribuições das tensões transitórias, não serão apropriadas e normalmente é necessário conectar um capacitor – C_1 em paralelo com cada tiristor, como mostrado na Figura 4.21. R_1 limita a corrente de descarga. A mesma rede RC normalmente é utilizada para ambas, a divisão do transiente de tensão e a proteção de dv/dt.

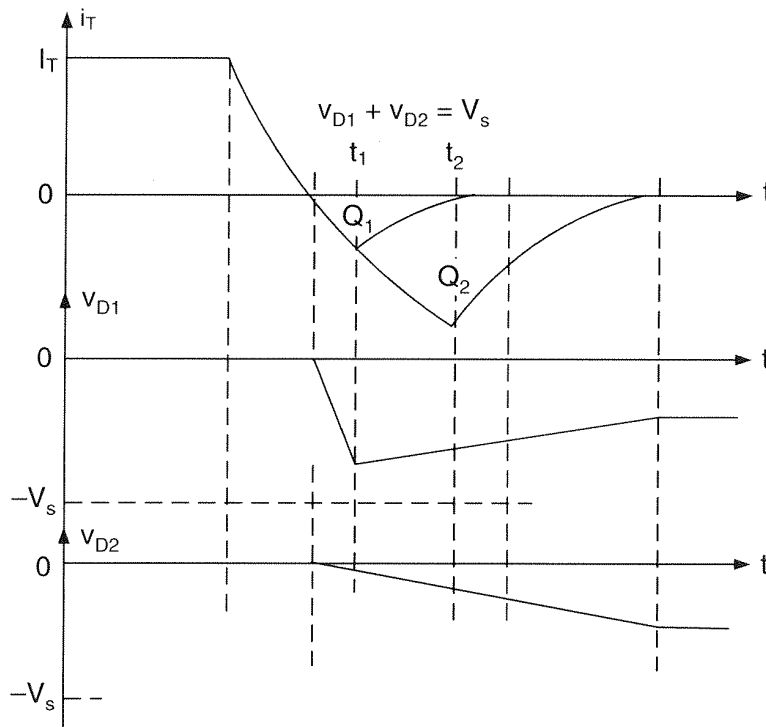



Figura 4.23

Tempo de recuperação reversa e divisão de tensão.

A tensão transitória sobre T_1 pode ser determinado a partir da Eq. (4.17), pela aplicação da relação da diferença de tensão,

$$\Delta V = R\,\Delta I_D = \frac{Q_2 - Q_1}{C_1} = \frac{\Delta Q}{C_1} \tag{4.19}$$

onde Q_1 é a carga armazenada de T_1 e Q_2 a carga para os outros tiristores, tal que $Q_2 = Q_3 = Q_n$ e $Q_1 < Q_2$. A substituição da Eq. (4.19) na Eq. (4.17) dá

$$V_{D1} = \frac{1}{ns}\left[V_s + \frac{(n_s - 1)\,\Delta Q}{C_1}\right] \tag{4.20}$$

A pior condição de divisão da tensão transitória, que ocorrerá quando $Q_1 = 0$ e $Q = Q_2$, é

$$V_{DT(\text{máx})} = \frac{1}{n_s}\left[V_s + \frac{(n_s - 1)\,Q_2}{C_1}\right] \tag{4.21}$$

Um fator de diminuição da capacidade nominal (do inglês *derating factor* – *DRF*) que normalmente é utilizado para aumentar a confiabilidade da estrutura é definido como

$$\text{DRF} = 1 - \frac{V_s}{n_s V_{DS(\text{máx})}} \tag{4.22}$$

Exemplo 4.4

Dez tiristores são utilizados em uma estrutura para suportar uma tensão CC de $V_s = 15$ kV. As máximas diferenças da corrente de fuga e da carga de recuperação dos tiristores são 10 mA e 150 μC, respectivamente. Cada tiristor tem uma resistência de divisão de tensão de $R = 56$ kΩ e capacitância de $C_1 = 0{,}5$ μF. Determinar (a) a máxima divisão de tensão de regime permanente $V_{DS(\text{máx})}$, (b) o fator de diminuição da capacidade nominal da tensão em regime permanente, (c) a máxima divisão da tensão transitória $V_{DT(\text{máx})}$ e (d) o fator de diminuição da capacidade nominal da tensão transitória.

Solução: $n_s = 10$, $V_s = 15$ kV, $\Delta I_D = I_{D2} = 10$ mA e $\Delta Q = Q_2 = 50$ μC.

(a) A partir da Eq. (4.18), a máxima divisão de tensão em regime permanente é

$$V_{DS(\text{máx})} = \frac{15000 + (10 - 1) \times 56 \times 10^3 \times 10 \times 10^{-3}}{10} = 2004 \text{ V}$$

(b) A partir da Eq. (4.22), o fator de diminuição da capacidade nominal em regime permanente é

$$\text{DRF} = 1 - \frac{15000}{10 \times 2004} = 25{,}15\%$$

(c) A partir da Eq. (4.21), a máxima divisão da tensão transitória é

$$V_{DT(\text{máx})} = \frac{15000 + (10 - 1) \times 150 \times 10^{-6}/(0{,}5 \times 10^{-6})}{10} = 1770 \text{ V}$$

(d) A partir da Eq. (4.22), o fator de diminuição da capacidade nominal em regime transitório é

$$\text{DRF} = 1 - \frac{15000}{10 \times 1770} = 15{,}25\%$$

4.10 OPERAÇÃO EM PARALELO DE TIRISTORES

Quando tiristores são conectados em paralelo, a corrente de carga não é dividida igualmente devido às diferenças em suas características. Se um tiristor conduzir mais corrente que os outros, sua dissipação de potência aumentará, aumentando assim a temperatura da junção e diminuindo a resistência interna. Isto, por sua vez, aumentará sua corrente e poderá danificar o tiristor. Esta destruição térmica pode ser evitada colocando-se um dissipador de calor comum, discutido no Capítulo 15, de tal forma que todas as unidades operem à mesma temperatura.

Uma pequena resistência, como mostrado na Figura 4.24, pode ser conectada em série com cada tiristor para forçar uma igual divisão de correntes, mas haverá uma considerável perda de potência nessas resistências. Uma maneira comum de tratar a divisão de correntes para tiristores consiste em utilizar indutores magneticamente acoplados, como mostrado na Figura 4.24b. Se a corrente através do tiristor T_1 aumentar, uma tensão de polaridade oposta será induzida nos enrolamentos do tiristor T_2 e a impedância por meio da malha de T_2 será reduzida, aumentando portanto o fluxo de corrente através dele.

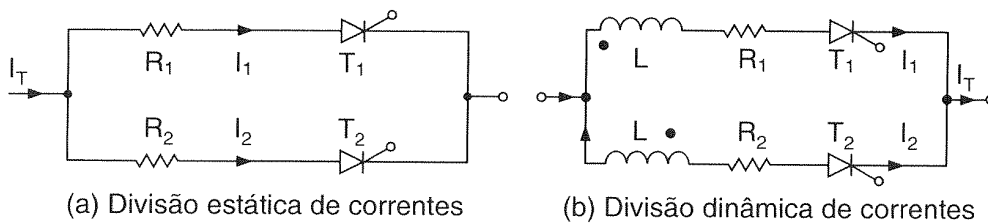



Figura 4.24

Divisão de correntes em tiristores.

4.11 CIRCUITOS DE DISPARO DE TIRISTORES

Em conversores tiristorizados, existem diferentes potenciais em diversos pontos. O circuito de potência é submetido a uma tensão elevada, geralmente maior que 100 V, e o circuito de gatilho é alimentado com uma tensão baixa, tipicamente de 12 a 30 V. É necessário um circuito de isolação entre um tiristor individual e seu circuito de geração de pulsos de gatilho. A isolação pode ser conseguida tanto por transformadores de pulsos como por optoacopladores. Um optoacoplador pode ser um fototransistor ou foto-SCR, como mostrado na Figura 4.25. Um pulso de curta duração para a entrada de um diodo emissor de luz infravermelha (do inglês *infrared light-emitting diode – ILED*), D_1, dispara o foto-SCR T_1 e o tiristor de potência T_L é disparado. Esse tipo de isolação requer uma fonte de alimentação separada V_{cc} e aumenta o custo e o peso do circuito de disparo.

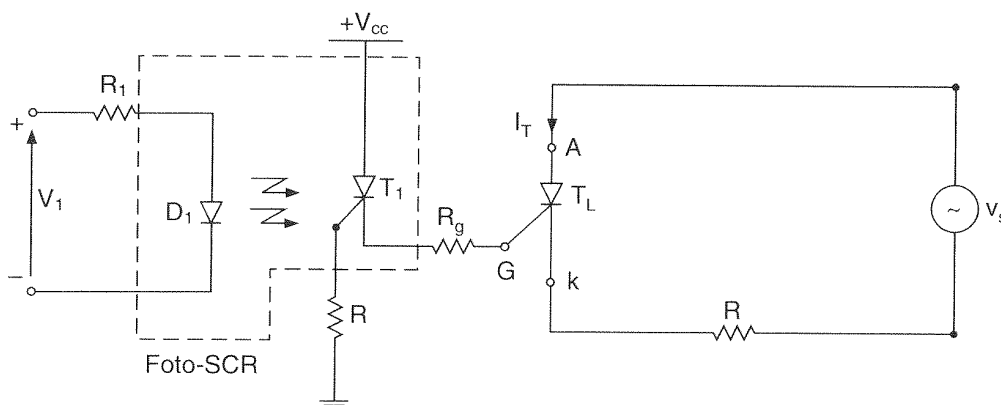



Figura 4.25

Isolação acoplada com foto-SCR.

Um arranjo simples de isolação com transformadores de pulsos é mostrado na Figura 4.26a. Quando um pulso, de tensão adequada, é aplicado à base do transistor de chaveamento Q_1, este satura e a tensão CC, V_{cc}, aparece no primário do transformador, induzindo uma tensão pulsada no seu secundário, que é aplicada entre os terminais de gatilho e catodo do tiristor. Quando o pulso é removido da base do transistor Q_1, o mesmo entra em corte, uma tensão de polaridade oposta é induzida no primário e o diodo de comutação D_m conduz. A corrente, devido à energia magnética do transformador, decai através de D_m até zero. Durante esse decaimento transitório, uma tensão reversa correspondente é induzida no secundário. A largura do pulso pode ser aumentada colocando-se um capacitor C em paralelo com o resistor R, como mostrado na Figura 4.26b. O transformador conduz corrente unidirecional e o núcleo magnético saturará, limitando dessa forma a largura do pulso. Esse tipo de isolação é adequado para pulsos de 50 a 100 μs, tipicamente.

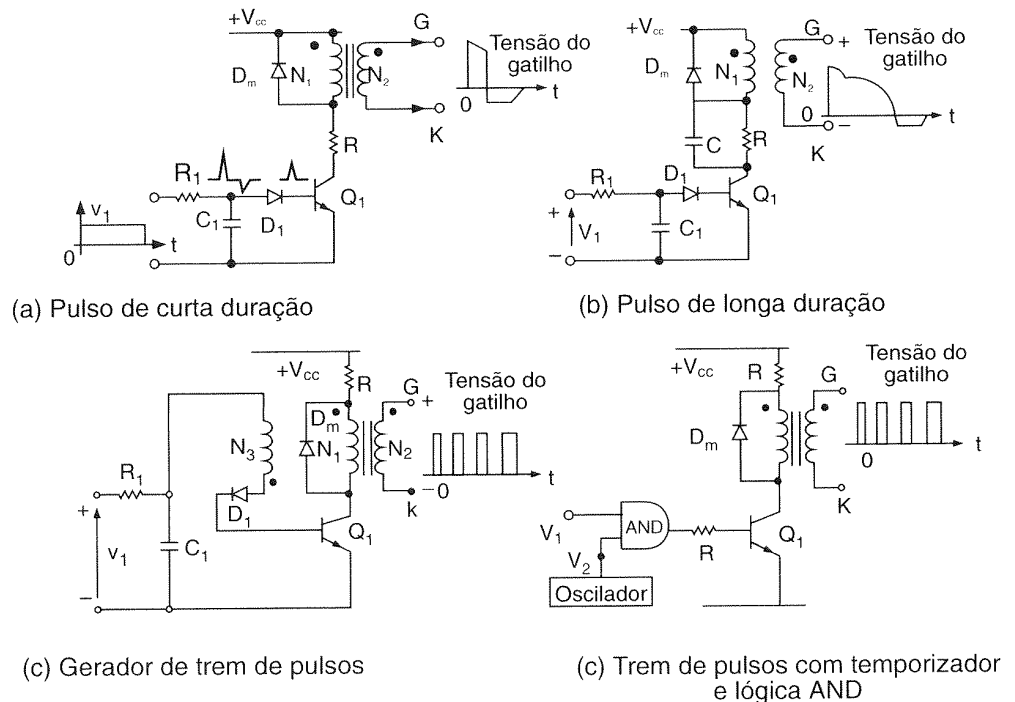
Figura 4.26

Isolação com transformador de pulsos.

(a) Pulso de curta duração

(b) Pulso de longa duração

(c) Gerador de trem de pulsos

(c) Trem de pulsos com temporizador e lógica AND

Em muitos conversores de potência com cargas indutivas, o período de condução de um tiristor depende do fator de potência da carga; portanto, o início da condução do tiristor não é bem-definido. Nessa situação, é sempre necessário disparar os tiristores continuamente. Entretanto, uma polarização contínua de gatilho aumenta as perdas do tiristor. Um trem de pulsos, que é preferível, pode ser obtido com um enrolamento auxiliar, como mostrado na Figura 4.26c. Quando o transistor Q_1 é ligado, uma tensão é também induzida no enrolamento auxiliar N_3 na base de Q_1 de forma que o diodo D_1 seja reversamente polarizado e Q_1 desligue. Enquanto isso, o capacitor C_1 carrega-se através de R_1 e liga Q_1 novamente. Esse processo de disparo e desligamento continua enquanto houver um sinal de entrada v_1 para o isolador. Em vez de utilizar um enrolamento

auxiliar como um oscilador de bloqueio, uma porta lógica AND com um oscilador (ou um temporizador) poderia gerar um trem de pulsos, como mostrado na Figura 4.26d. Na prática, a porta AND não pode excitar o transistor Q_1 diretamente, e um estágio amplificador (do inglês *buffer*) normalmente é conectado antes do transistor.

A saída dos circuitos de gatilho da Figura 4.25 ou Figura 4.26 é normalmente conectada entre o gatilho e o catodo, juntamente com outros componentes de proteção do gatilho, como mostrado na Figura 4.27. O resistor R_g na Figura 4.27a aumenta a capacidade de dv/dt do tiristor, reduz o tempo de desligamento e aumenta as correntes de travamento e de manutenção. O capacitor C_g na Figura 4.27b remove componentes de ruídos de alta freqüência e aumenta a capacidade de dv/dt e o tempo de atraso do gatilho. O diodo D_g na Figura 4.27c protege o gatilho contra tensões negativas. Entretanto, para SCRs assimétricos, é desejável ter alguma polarização de tensão negativa no gatilho para melhorar a capacidade de dv/dt e também reduzir o tempo de desligamento. Todas essas características podem ser combinadas, como mostrado na Figura 4.27d, onde o diodo D_1 permite que haja apenas pulsos positivos e R_1 amortece quaisquer oscilações transitórias e limita a corrente de gatilho.

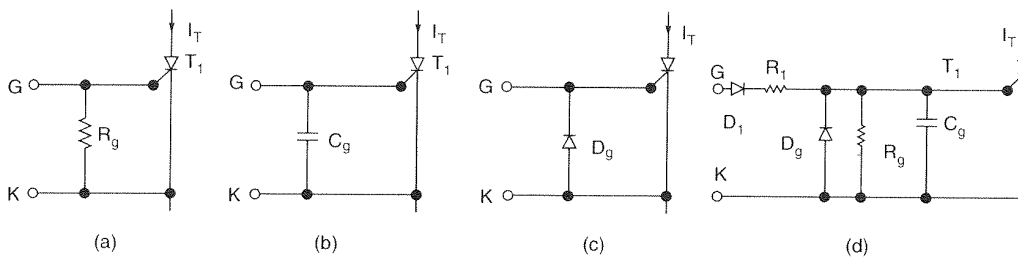



Figura 4.27

Circuitos de proteção do gatilho.

4.12 TRANSISTOR DE UNIJUNÇÃO

O transistor de unijunção (do inglês *unijunction transistor – UJT*) é comumente utilizado para a geração de sinais de disparo para SCRs. Um circuito básico de disparo com UJT é mostrado na Figura 4.28a. O UJT tem três terminais designados por emissor E, base 1 B_1 e base 2 B_2. Entre B_1 e B_2 o UJT tem as características de uma resistência comum. Esta é a resistência entre bases R_{BB} e seus valores estão na faixa de 4,7 a 9,1 kΩ. A curva característica de um UJT é mostrada na Figura 4.28b.

Quando uma fonte de alimentação CC V_S é aplicada, o capacitor C é carregado através do resistor R, uma vez que o circuito do emissor do UJT está em estado aberto. A constante de tempo de carga do circuito é $\tau_1 = RC$. Quando a tensão de emissor V_E, que é a mesma que a tensão do capacitor v_c, atinge a *tensão de pico* (do inglês *peak voltage – V_p*), o UJT dispara e o capacitor C descarrega-se através de R_{B1} a uma taxa determinada pela constante de tempo $\tau_2 = R_{B1}C$. τ_2 é muito menor que τ_1. Quando a tensão de

emissor decai a seu ponto do vale (do inglês *valley point* V_v), o emissor cessa sua condução, o UJT desliga e o ciclo de carga se repete. As formas de onda do emissor e as tensões de disparo são mostradas na Figura 4.28c.

A forma de onda da tensão de disparo V_{B1} é idêntica à corrente de descarga do capacitor C_1. A tensão de disparo V_{B1} deve ser calculada para ser suficientemente grande para disparar o SCR. O período da oscilação T é razoavelmente independente da tensão da fonte de alimentação CC V_s, e é dado por

$$T = \frac{1}{f} = RC \ln \frac{1}{1 - \eta} \tag{4.23}$$

onde o parâmetro é chamado de *razão intrínseca de equilíbrio* (do inglês *intrinsic stand-off ratio*). O valor de η está entre 0,51 e 0,82.

O resistor R é limitado a um valor entre 3 kΩ e 3 MΩ. O limite superior de R é definido pela exigência de que a linha de carga formada por R e V_s tenha interseção com a curva característica do dispositivo à direita do ponto de pico, mas à esquerda do ponto do vale. Se a linha de carga não passar à direita do ponto de pico, o UJT não disparará. Esta condição será satisfeita se $V_s - I_pR > V_p$. Isto é,

$$R < \frac{V_s - V_p}{I_p} \tag{4.24}$$

No ponto do vale $I_E = I_v$ e $V_E = V_v$ de tal forma que a condição para o limite inferior de R que assegure o desligamento seja $V_s - I_vR < V_v$. Isto é,

$$R > \frac{V_s - V_v}{I_v} \tag{4.25}$$

A faixa recomendada da tensão de alimentação V_s é de 10 a 35 V. Para valores fixos de η, a tensão de pico V_p varia de acordo com a tensão entre as duas bases, V_{BB}. V_p é dado por

$$V_p = \eta V_{BB} + V_D(= 0{,}5\text{ V}) \approx \eta V_s + V_D(= 0{,}5\text{ V}) \tag{4.26}$$

onde V_D é a queda de tensão direta de um diodo. A largura do pulso de disparo t_g é

$$t_g = R_{B1}C \tag{4.27}$$

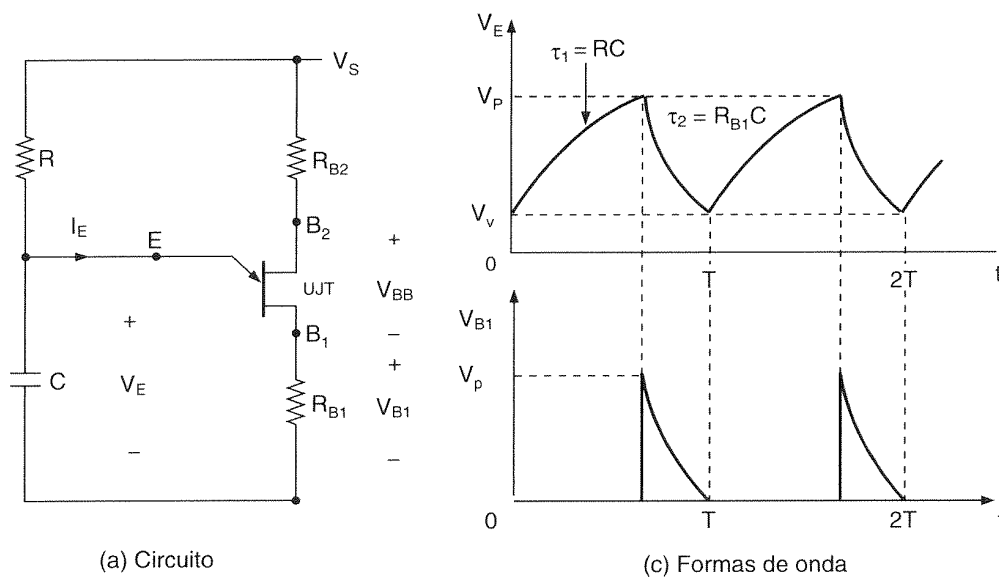
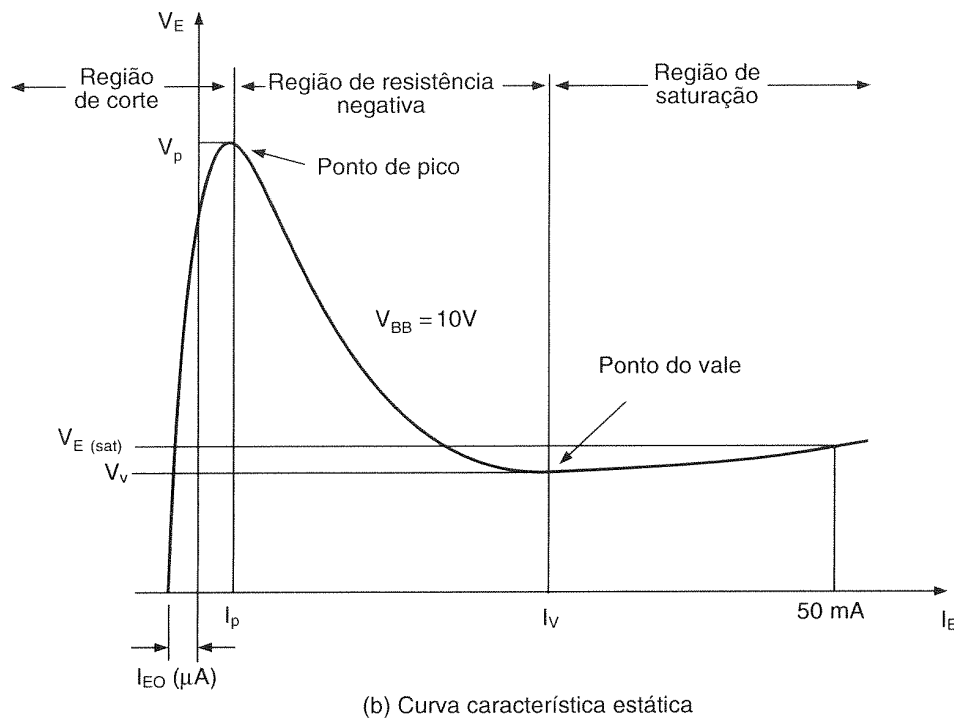



Figura 4.28

Circuito de disparo com UJT.

Geralmente, R_{B1} é limitado a um valor abaixo de 100 Ω, embora valores de até 2 ou 3 kΩ sejam possíveis em algumas aplicações. Um resistor R_{B2} é normalmente conectado em série com a base 2, para compensar a diminuição de V_p devido ao aumento de temperatura e para proteger o UJT de possível destruição térmica. O resistor R_{B2} tem um valor de 100 Ω ou maior e pode ser determinado aproximadamente por

$$R_{B2} = \frac{10^4}{\eta V_s} \tag{4.28}$$

Exemplo 4.5

Calcular o circuito de disparo da Figura 4.28a. Os parâmetros do UJT são $V_s = 30\ V$, $\eta = 0{,}51$, $I_p = 10\ \mu A$, $V_v = 3{,}5\ V$ e $I_v = 10\ mA$. A freqüência de oscilação é $f = 60\ Hz$ e a largura do pulso de disparo é $t_g = 50\ \mu s$.

Solução: $T = 1/f = 1/60 Hz = 16{,}67\ ms$. A partir da Eq. (4.26), $V_p = 0{,}51 \times 30 + 0{,}5 = 15{,}8\ V$. Considerar $C = 0{,}5\ \mu F$. A partir das Eqs. (4.24) e (4.25), os valores de limitação de R são

$$R < \frac{30 - 15{,}8}{10\ \mu A} = 1{,}42\ M\Omega$$

$$R > \frac{30 - 3{,}5}{10\ mA} = 2{,}65\ k\Omega$$

A partir da Eq. (4.23), $16{,}67\ ms = R \times 0{,}5\ \mu F \times \ln[1/(1 - 0{,}51)]$, que dá $R = 46{,}7\ k\Omega$, que cai dentro dos valores de limitação. A tensão máxima do gatilho é $V_{B1} = V_p = 15{,}8\ V$.

A partir da Eq. (4.27),

$$R_{B1} = \frac{t_g}{C} = \frac{50\ \mu s}{0{,}5\ \mu F} = 100\ \Omega$$

A partir da Eq. (4.28),

$$R_{B2} = \frac{10^4}{0{,}51 \times 10} = 654\ \Omega$$

4.13 TRANSISTOR DE UNIJUNÇÃO PROGRAMÁVEL

O transistor de unijunção programável (do inglês *programmable unijunction transistor – PUT*) é um pequeno tiristor, mostrado na Figura 4.29a. Um PUT pode ser utilizado em um oscilador de relaxação, como mostrado na Figura 4.29b. A tensão de gatilho V_G é fornecida pela fonte de alimentação através do divisor de tensão resistivo formado por R_1 e R_2 e determina o ponto da tensão de pico V_p. No caso do UJT, V_p é fixado, para um dispositivo, pela fonte de alimentação CC. Mas o V_p de um PUT pode ser variado alterando-se o divisor resistivo R_1 e R_2. Se a tensão de anodo V_A for menor que a tensão de gatilho V_G, o dispositivo permanecerá em seu estado de bloqueio (desligado). Se V_A ultrapassar a tensão de gatilho por uma queda de tensão direta de um diodo V_D, o ponto de pico será atingido e o dispositivo disparará. Os pontos da corrente de pico I_p e da corrente de vale I_v dependem ambos da impedância equivalente do gatilho $R_G = R_1R_2/(R_1 + R_2)$ e da fonte de alimentação V_s. Geralmente R_k é limitado a um valor abaixo de $100\ \Omega$.

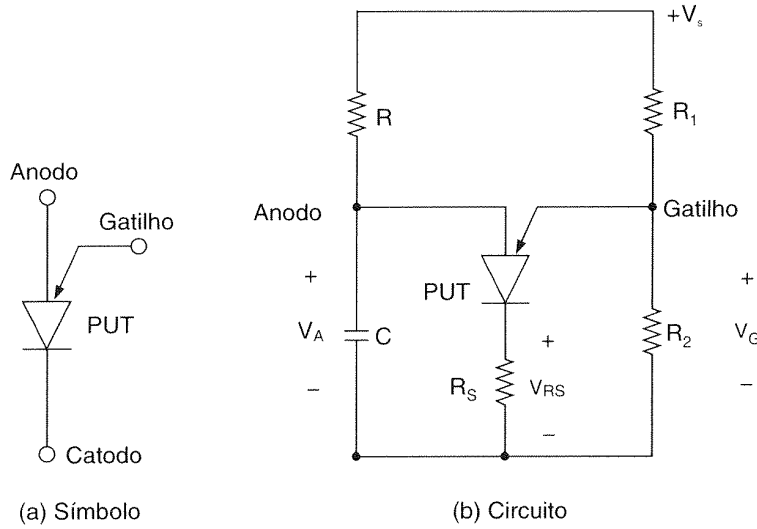



Figura 4.29

Circuito de disparo com PUT.

V_p é dado por

$$V_p = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_s \tag{4.29}$$

que dá a relação intrínseca como

$$\eta = \frac{V_p}{V_s} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{4.30}$$

R e C controlam a freqüência juntamente com R_1 e R_2. O período da oscilação T é dado aproximadamente por

$$T = \frac{1}{f} \approx RC \ln \frac{V_s}{V_s - V_p} = RC \ln \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \tag{4.31}$$

A corrente de gatilho I_G no ponto do vale é dada por

$$I_G = (1 - \eta) \frac{V_s}{R_G} \tag{4.32}$$

onde $R_G = R_1R_2/(R_1 + R_2)$. R_1 e R_2 podem ser determinados a partir de

$$R_1 = \frac{R_G}{\eta} \tag{4.33}$$

$$R_2 = \frac{R_G}{1 - \eta} \tag{4.34}$$

Exemplo 4.6

Calcular o circuito de disparo da Figura 4.29b. Os parâmetros do PUT são $V_s = 30$ V e $I_G = 1$ mA. A freqüência de oscilação é $f = 60$ Hz. A largura do pulso é $t_g = 50$ μs e a tensão de pico do disparo é $V_{Rk} = 10$ V.

Solução: $T = 1/f = 1/60$ Hz $= 16{,}67$ ms. A tensão de pico do disparo é $V_{Rk} = V_p = 10$ V. Considerar $C = 0{,}5$ μF. A partir da Eq. (4.27), $R_k = t_g/C = 50$ μs$/0{,}5$ μF $= 100\ \Omega$. A partir da Eq. (4.30), $\eta = V_p/V_s = 10/30 = 1/3$. A partir da Eq. (4.31), $16{,}67$ ms $= R \times 0{,}5$ μF $\times \ln [30/(30 - 10)]$, que dá $R = 82{,}2$ kΩ. Para $I_G = 1$ mA, a Eq. (4.32) dá $R_G = \left(1 - \frac{1}{3}\right) \times 30$ / 1 mA $= 20$ kΩ. A partir da Eq. (4.33),

$$R_1 = \frac{R_G}{\eta} = 20\ \Omega \times \frac{3}{1} = 60\ \text{k}\Omega$$

A partir da Eq. (4.34),

$$R_2 \frac{R_G}{1 - \eta} = 20\ \text{k}\Omega\ \frac{3}{2} = 30\ \text{k}\Omega$$

4.14 MODELAMENTO EM SPICE PARA TIRISTORES

Considere que o tiristor, como o mostrado na Figura 4.30a, seja operado a partir de uma fonte de alimentação CA. O tiristor deve exibir as seguintes características:

1. chavear para o estado de condução com a aplicação de uma pequena tensão positiva de gatilho, contanto que a tensão anodo-catodo seja positiva;
2. permanecer em estado de condução enquanto a corrente de anodo fluir;
3. chavear para o estado de bloqueio quando a corrente de anodo passar por zero, indo para o lado negativo.

A ação de chaveamento do tiristor pode ser modelada por uma chave controlada por tensão e uma fonte de corrente polinomial. Isto é mostrado na Figura 4.30b. O processo de disparo pode ser explicado através das seguintes etapas:

1. Para uma tensão positiva de gatilho V_g entre os nós 3 e 2, a corrente de gatilho é $I_g = I(VX) = V_g/R_G$.

2. A corrente de gatilho I_g ativa a fonte de corrente controlada por corrente F_1 e produz uma corrente de valor $F_g = P_1 I_g = P_1 I(VX)$ de forma que $F_1 = F_g + F_a$.

3. A fonte de corrente F_g produz uma tensão V_R, cujo crescimento ocorre rapidamente, sobre a resistência R_T.

4. À medida que a tensão V_R aumentar acima de zero, a resistência R_S da chave controlada por tensão CH_1 diminuirá de R_{OFF} para R_{ON}.

5. À medida que a resistência R_S da chave CH_1 diminuir, a corrente de anodo $I_a = I(VY)$ aumentará, desde que a tensão anodo-catodo seja positiva. Essa crescente corrente de anodo I_a produz uma corrente $F_a = P_2 I_a = P_2 I(VY)$. Isto resulta em um aumento no valor da tensão V_R.

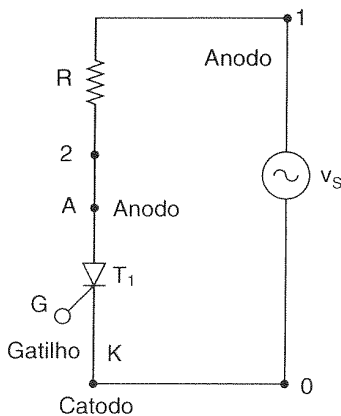
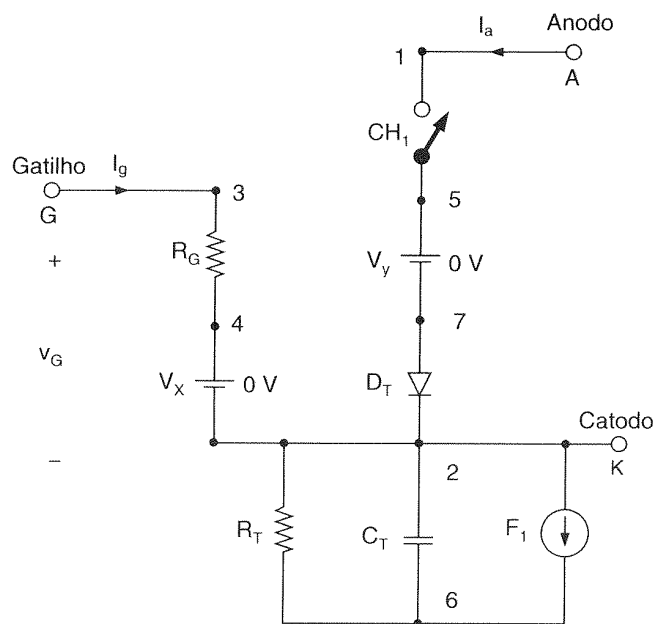



Figura 4.30

Modelamento do tiristor em SPICE.

6. Isto produz uma condição regenerativa com a chave rapidamente sendo levada à baixa resistência (estado de condução). A chave permanece ligada se a tensão de gatilho V_g for removida.

7. A corrente de anodo I_a continua a fluir enquanto ela for positiva e a chave permanecer em estado de condução.

Durante o desligamento, a corrente de gatilho é desligada e $I_g = 0$. Isto é, $F_g = 0$, $F_1 = F_g + F_a = F_a$. A operação de desligamento pode ser explicada através das seguintes etapas:

1. À medida que a corrente de anodo I_a se torna negativa, a corrente F_1 se inverte, contanto que a tensão de gatilho V_g não esteja mais presente.

2. Com uma F_1 negativa, o capacitor C_T se descarregará através da fonte de corrente F_1 e da resistência R_T.

3. Com a queda da tensão V_R a um nível baixo, a resistência R_s da chave CH_1 aumenta de baixa R_{ON} para alta R_{OFF}.

4. Esta é novamente uma condição regenerativa com a resistência da chave sendo levada rapidamente para o valor de R_{OFF} à medida que a tensão V_R se torna zero.

Este modelo funciona bem em um circuito conversor em que a corrente do tiristor cai a zero por ela mesma, devido às características naturais da corrente. Mas para um conversor CA-CC em onda completa com uma corrente de carga contínua, discutido no Capítulo 5, a corrente de um tiristor é desviada para um outro, e esse modelo pode não dar a saída verdadeira. Esse problema pode ser resolvido com a adição do diodo D_T, como mostrado na Figura 4.30b. O diodo evita que qualquer corrente reversa, resultante do disparo de um outro tiristor no circuito, flua através daquele tiristor.

Esse modelo de tiristor pode ser utilizado como um subcircuito. A chave CH_1 é controlada pela tensão de controle V_R, conectada entre os nós 6 e 2. Os parâmetros da chave e/ou do diodo podem ser ajustados para se produzir a queda desejada de tensão direta do tiristor. Devem ser utilizados os parâmetros do diodo IS=2,2E–15, BV=1800V, TT=0 e os parâmetros da chave RON=0.0125, ROFF=10E+5, VON=0.5V, VOFF=0V. A definição do subcircuito para o modelo *SCR* do tiristor pode ser descrita como se segue:

```
*     Subcircuit for ac thyristor model
.SUBCKT     SCR      1       2          3          2
*           model   anode   cathode   +control     -control
*           name                      voltage      voltage
S1      1    5     6     2    SMOD          ; Voltage-controlled switch
RG      3    4     50
VX      4    2     DC     OV
VY      5    7     DC     OV
DT      7    2     DMOD                     ; Switch diode
RT      6    2     1
CT      6    2     10UF
F1      2    6     POLY(2)    VX    VY    0    50    11
.MODEL SMOD VSWITCH (RON=0. 0125 ROFF=10E+5 VON=0.5 VOFF=0V); Switch model
.MODEL DMOD D(IS=2.2E-15 BV=1800V TT=0)      ; Diode model parameters
.ENDS  SCR                                   ; Ends subcircuit definition
```

RESUMO

Há nove tipos de tiristores. Apenas os GTOs, SITHs e os MCTs são dispositivos desligáveis pelo gatilho. Cada tipo possui vantagens e desvantagens. As características dos tiristores práticos diferem significativamente daquelas dos dispositivos ideais. Apesar de haver várias formas de disparar os tiristores, o controle pelo gatilho é a mais prática. Devido às capacitâncias de junção e aos limites de disparo, os tiristores têm de ser protegidos contra di/dt elevados e falhas por dv/dt. Uma rede *snubber* normalmente é utilizada para proteger de dv/dt elevado. Devido à carga recuperada, alguma energia é armazenada nas indutâncias de di/dt e parasitas; e os dispositivos têm de ser protegidos dessa energia armazenada. As perdas de chaveamento dos GTOs são muito maiores que aquelas dos SCRs convencionais. Os componentes do *snubber* dos GTOs são críticos para a sua performance.

Devido às diferenças nas características dos tiristores do mesmo tipo, as operações em série e em paralelo de tiristores requerem redes de divisão de tensão e corrente para protegê-los sob condições transitórias e de regime permanente. É necessário que haja uma forma de isolação entre os circuitos de potência e o de gatilho. Uma isolação com transformador de pulsos é simples, porém eficaz. Para as cargas indutivas, um trem de pulsos reduz as perdas nos tiristores e normalmente é utilizado para o seu disparo, em vez de pulsos contínuos. Os UJTs e os PUTs são utilizados para a geração de pulsos de disparo.

REFERÊNCIAS

C. K. CHU, P. B. SPISAK e D. A. WALCZAK. "High power asymmetrical thyristors". *IEEE Industry Applications Society Conference Record*, 1985, pp. 267-72.

D. GRANT e A. HONDA. *Applying International Rectifier's Gate Turn-off Thyristors*, Application Note AN-315A. El Segundo, Calif.: International Rectifier.

D. R. GRAFHAM e F. B. GOLDEN (eds.). GENERAL ELECTRIC. *SCR Manual*. 6ª ed.. Englewood Cliffs, NJ.: Prentice Hall, 1982.

E. Y. HO e P. C. SEN. "Effect of gate drive on GTO thyristor characteristics". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. IE33, n. 3, 1986, pp. 325-31.

GENERAL ELECTRIC COMPANY. *SCR Manual: Gate Trigger Characteristics, Ratings, and Methods*. 6ª ed. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall, 1982.

H. FUKUI, H. AMANO e H. MIYA. "Paralleling of gate turn-off thyristors". *IEEE Industry Applications Society Conference Record*, 1982, pp. 741-46.

J. L HUDGINS, D. F. BLANCO, S. MENHART e W. M. PORTNOY. "Comparison of the MCT and MOSFET for high frequency inverter". *Conference Record of the IEEE-IAS Annual Meeting*. San Diego, out. 1989, pp. 1255-59.

L. J. GIACOLLETO. "Simple SCR and TRIAC PSPICE computer models". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. IE36, n. 3, 1989, pp. 451-5.

O. HASHIMOTO, H. KIRIHATA, M. WATANABE, A. NISHIURA e S. TAGAMI. "Turn-on and turn-off characteristics of a 4.5-KV 3000-A gate turn-off thyristor". *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA22, n. 3, 1986, pp. 478-82.

O. HASHIMOTO, Y. TAKAHASHI, M. WATANABE, O. YAMADA e T. FUJIHIRA. "2.5-kV, 2000-A monolithic gate turn-off thyristor". *IEEE Industry Applications Society Conference Record*, 1986, pp. 388-92.

T. M. JAHNS, R. W. De DONKER, J. W. A. WILSON, V. A. K. TEMPLE e S. L. WATROUS. "Circuit utilization characteristics of MOS–controlled thyristors". *Conference Record of the IEEE-IAS Annual Meeting*, San Diego, out. 1989, pp. 1248-54.

TRANSISTOR MANUAL. *Unijunction Transistor Circuits*. 7ª ed. Publicação 450.37. Syracuse, N. Y.: General Electric Company, 1964.

V. A. TEMPLE. "MOS controlled thyristors: a class of power devices". *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. ED33, n. 10, 1986, pp. 1609-18.

Y. NAKAMURA, H. TADANO, M. TAKIGAWA, I. IGARASHI e J. NISHIZAWA. "Very high speed static induction thyristor". *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA22, n. 6, 1986, pp.1000-6.

QUESTÕES DE REVISÃO

4.1 Qual é a curva característica v–i dos tiristores?

4.2 O que é a condição de bloqueio dos tiristores?

4.3 O que é a condição de estado de condução dos tiristores?

4.4 O que é a corrente de travamento dos tiristores?

4.5 O que é a corrente de manutenção dos tiristores?

4.6 O que é o modelo de um tiristor com dois transistores?

4.7 Quais são as formas de se dispararem os tiristores?

4.8 O que é o tempo de disparo dos tiristores?

4.9 Qual é a função da proteção contra di/dt?

4.10 Qual é o método mais comum de proteção contra di/dt?

4.11 Qual é a função da proteção contra dv/dt?

4.12 Qual é o método mais comum de proteção contra dv/dt?

4.13 O que é o tempo de desligamento dos tiristores?

4.14 Quais são os tipos de tiristores?

4.15 O que é um SCR?

4.16 Qual é a diferença entre um SCR e um TRIAC?

4.17 Qual é a curva característica de desligamento dos tiristores?

4.18 Quais são as vantagens e desvantagens dos GTOs?

4.19 Quais são as vantagens e desvantagens dos SITHs?

4.20 Quais são as vantagens e desvantagens dos RCTs?

4.21 Quais são as vantagens e desvantagens dos LASCRs?

4.22 O que é uma rede *snubber*?

4.23 Quais são as considerações de projeto das redes *snubber*?

4.24 Em que consiste a técnica mais comum para a divisão de tensão em tiristores conectados em série?

4.25 Em que consiste a técnica mais comum para a divisão de corrente em tiristores conectados em série?

4.26 Qual é o efeito do tempo de recuperação reversa na divisão da tensão transitória dos tiristores conectados em paralelo?

4.27 O que é o fator de diminuição da capacidade nominal dos tiristores conectados em série?

4.28 O que é um UJT?

4.29 O que é a tensão de pico de um UJT?

4.30 O que é tensão do ponto do vale de um UJT?

4.31 O que é a razão intrínseca de equilíbrio de um UJT?

4.32 O que é um PUT?

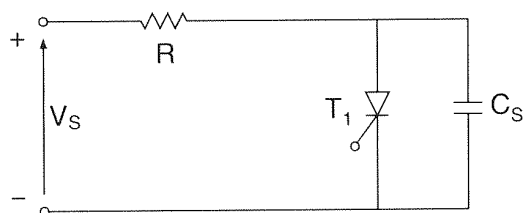
4.33 Quais são as vantagens de um PUT em relação a um UJT?

PROBLEMAS

4.1 A capacitância de junção de um tiristor pode ser considerada independente da tensão de bloqueio. O valor de limitação da corrente de carga para disparar o tiristor é de 12 mA. Se o valor crítico de dv/dt for 800 V/μs, determinar a capacitância da junção.

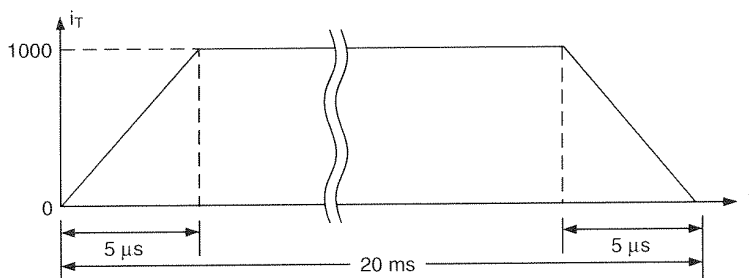
4.2 A capacitância da junção de um tiristor é $C_{j2} = 20\,\text{pF}$ e pode ser considerada independente da tensão de bloqueio. O valor de limitação da corrente de carga para disparar o tiristor é de 15 mA. Se um capacitor de 0,01 μF for conectado em paralelo com o tiristor, determinar o valor crítico de dv/dt.

4.3 Um circuito com tiristor é mostrado na Figura P4.3. A capacitância da junção do tiristor é $C_{j2} = 15\,\text{pF}$ e pode ser considerada independente da tensão de bloqueio. O valor de limitação da corrente de carga para disparar o tiristor é de 5 mA e o valor crítico de dv/dt é de 200 V/μs. Determinar o valor da capacitância C_s de tal forma que o tiristor não dispare devido ao dv/dt.

Figura P4.3

4.4 A tensão de entrada na Figura 4.9e é $V_s = 200\,\text{V}$ com resistência de carga de $R = 10\,\Omega$ e indutância de carga de $L = 50\,\mu\text{H}$. Se a razão de amortecimento for 0,7 e a corrente de descarga do capacitor for 5A, determinar (a) os valores de R_s e C_s e (b) o dv/dt máximo.

4.5 Repetir o Problema 4.5 se a tensão de entrada for CA da forma $v_s = 179 \operatorname{sen} 377t$.

4.6 Um tiristor conduz uma corrente, como mostrado na Figura P4.6. A freqüência de chaveamento é $f_s = 50\,\text{Hz}$. Determinar a corrente média em estado de condução I_T.

Figura P4.6

4.7 Uma estrutura de tiristores conectados em série deve suportar uma tensão CC de $V_s = 15\,\text{kV}$. As máximas diferenças de correntes de fuga e carga recuperada são 10 mA e 150 μC, respectivamente. Um fator de diminuição da capacidade nominal de 20% é aplicado para as divisões de tensão de regime permanente e transitório dos tiristores. Se a máxima divisão de tensão de regime permanente for de 1000 V, determinar **(a)** a resistência R de divisão de tensão em regime permanente para cada tiristor e **(b)** a capacitância C_1 da tensão transitória para cada tiristor.

4.8 Dois tiristores são conectados em paralelo para dividir uma corrente de carga total de $I_L = 600$ A. A queda de tensão em estado de condução de um tiristor é $V_{T1} = 1{,}0$ V a 300 A e a do outro tiristor é $V_{T2} = 1{,}5$ V a 300 A. Determinar os valores das resistências em série para forçar a divisão de correntes com 10% de diferença. A tensão total é $v = 2{,}5$ V.

4.9 Calcular o circuito de disparo da Figura 4.28a. Os parâmetros do UJT são $V_s = 20$ V, $\eta = 0{,}66$, $I_p = 10\ \mu A$, $V_v = 2{,}5$ V e $I_v = 10$ mA. A freqüência de oscilação é $f = 1$ kHz e a largura do pulso de gatilho é $t_g = 40\ \mu$s.

4.10 Calcular o circuito de disparo da Figura 4.29b. Os parâmetros do PUT são $V_s = 20$ V e $I_G = 1{,}5$ mA. A freqüência de oscilação é $f = 1$ kHz. A largura do pulso é $t_g = 40\ \mu$s e o pico do pulso de disparo é $V_{Rs} = 8$ V.

Capítulo 5

Retificadores Controlados

5.1 INTRODUÇÃO

Vimos no Capítulo 3 que os retificadores com diodos fornecem apenas uma tensão de saída fixa. Para se obterem tensões de saída controladas, é utilizado o controle de fase com tiristores em vez de diodos. A tensão de saída dos retificadores tiristorizados é controlada variando-se o ângulo de disparo ou de retardo dos tiristores. Um tiristor em controle de fase é disparado através da aplicação de um pulso de curta duração ao seu gatilho e desligado devido à *comutação natural da rede, ou da linha*; e no caso de uma carga altamente indutiva, ele é desligado pelo disparo de outro tiristor do retificador, durante o semiciclo negativo da tensão de entrada.

Esses retificadores de fase controlada são simples e mais baratos; e sua eficiência é, em geral, acima de 95%. Como esses retificadores convertem CA em CC, eles são também chamados *conversores CA-CC* e são extensivamente utilizados em aplicações industriais, especialmente em acionamentos de velocidade variável, na faixa de potência fracionária ao nível de megawatts.

Os conversores de fase controlada podem ser classificados em dois tipos, dependendo da alimentação de entrada: (1) conversores monofásicos e (2) conversores trifásicos. Cada tipo pode ser subdividido em (a) semicontrolado, (b) controlado (ou totalmente controlado) e (c) conversor dual. O *semicontrolado* é um conversor de um quadrante e tem polaridade da tensão e corrente de saída. O *controlado* é um conversor de dois quadrantes e a polaridade de sua tensão de saída pode ser tanto positiva quanto negativa. Entretanto, a corrente de saída do conversor controlado tem apenas uma polaridade. O *conversor dual* pode operar nos quatro quadrantes; e ambas, tensão e

corrente de saída, podem ser tanto positivas quanto negativas. Em algumas aplicações os conversores são conectados em série para operar em tensões elevadas e melhorar o fator de potência da entrada.

De forma similar ao caso dos retificadores com diodos, o método da série de Fourier pode ser aplicado para analisar as performances dos conversores de fase controlada com cargas *RL*. Entretanto, para simplificar a análise, a indutância da carga pode ser considerada suficientemente alta, de tal forma que a corrente de carga seja contínua e tenha ondulação desprezível.

5.2 PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO DOS CONVERSORES DE FASE CONTROLADA

Considerar o circuito com carga resistiva da Figura 5.1a. Durante o semiciclo positivo da tensão de entrada, o anodo do tiristor está positivo em relação a seu catodo e diz-se que ele está em *polarização direta*. Quando o tiristor T_1 é disparado, em $\omega t = \alpha$, ele conduz e a tensão da entrada aparece sobre a carga. Quando a tensão da entrada começa a ficar negativa, em $\omega t = \pi$, o anodo do tiristor fica negativo em relação a seu catodo e diz-se que T_1 está em *polarização reversa*; e ele é desligado. O intervalo de tempo entre o qual a tensão de entrada começa a ficar positiva e o tiristor é disparado em $\omega t = \alpha$ é chamado *ângulo de disparo ou de retardo* α.

A Figura 5.1b mostra a região de operação do conversor, onde a tensão e a corrente de saída têm apenas uma polaridade. A Figura 5.1c mostra as formas de onda para a tensão de entrada, tensão de saída, corrente de carga e tensão sobre T_1. Esse conversor não é normalmente utilizado em aplicações industriais porque sua saída tem um elevado conteúdo de ondulação, sendo esta de baixa freqüência. Se f_s for a freqüência da alimentação de entrada, a menor freqüência da ondulação de saída será f_s.

Se V_m for a tensão máxima de entrada, a tensão média de saída $V_{\text{médio}}$ pode ser encontrada a partir de

$$\begin{aligned} V_{\text{médio}} &= \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m \operatorname{sen} \omega t \, d(\omega t) = \frac{V_m}{2\pi} \left[-\cos \omega t \right]_{\alpha}^{\pi} \\ &= \frac{V_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha) \end{aligned} \tag{5.1}$$

e $V_{\text{médio}}$ pode ser variado de V_m/π a 0, variando-se α de 0 a π. A tensão média de saída torna-se máxima quando $\alpha = 0$ e a máxima tensão de saída V_{dm} é

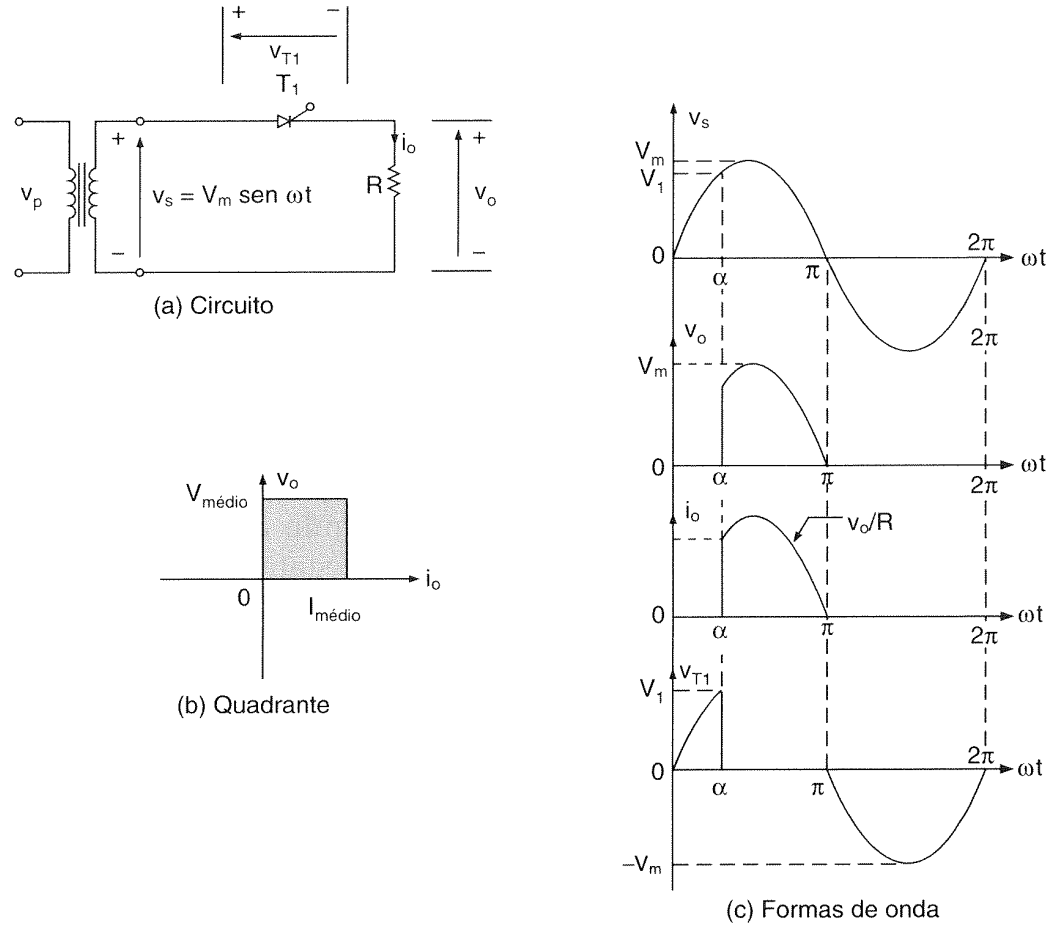
$$V_{\text{médio}} = \frac{V_m}{\pi} \tag{5.2}$$

Figura 5.1

Conversor tiristorizado monofásico com carga resistiva.

(a) Circuito

(b) Quadrante

(c) Formas de onda

Normalizando a tensão de saída em relação a V_{dm}, a tensão de saída normalizada é

$$V_n = \frac{V_{\text{médio}}}{V_{dm}} = 0{,}5\,(1 + \cos\alpha) \tag{5.3}$$

A tensão eficaz (*rms*) de saída é dada por

$$V_{\text{rms}} = \left[\frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi} V_m^2 \,\text{sen}^2\,\omega t\, d(\omega t)\right]^{1/2} = \left[\frac{V_m^2}{4\pi}\int_{\alpha}^{\pi}(1 - \cos 2\omega t)\,d(\omega t)\right]^{1/2} \tag{5.4}$$

$$= \frac{V_m}{2}\left[\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{\text{sen}\, 2\alpha}{2}\right)\right]^{1/2}$$

Exemplo 5.1

Se o conversor da Figura 5.1a tiver uma carga puramente resistiva de R e o ângulo de disparo for $\alpha = \pi/2$, determinar (a) a eficiência da retificação, (b) o fator de forma FF, (c) o fator de ondulação RF, (d) o fator de utilização do transformador TUF e (e) a tensão de pico inverso PIV do tiristor T_1.

Solução: O ângulo de disparo, $\alpha = \pi/2$. Da Eq. (5.1), $V_{\text{médio}} = 0{,}1592\, V_m$ e $I_{\text{médio}} = 0{,}1592\, V_m/R$. Da Eq. (5.3), $V_n = 0{,}5$ pu. Da Eq. (5.4), $V_{\text{rms}} = 0{,}3536\, V_m$ e $I_{\text{rms}} = 0{,}3536\, V_m/R$. Da Eq. (3.42), $P_{\text{médio}} = V_{\text{médio}} I_{\text{médio}} = (0{,}1592 V_m)^2/R$ e da Eq. (3.43), $P_{\text{ca}} = V_{\text{rms}} I_{\text{rms}} = (0{,}3536\, V_m)^2/R$.

(a) A partir da Eq. (3.44), a eficiência da retificação é

$$\eta = \frac{(0{,}1592\, V_m)^2}{(0{,}3536\, V_m)^2} = 20{,}27\%$$

(b) A partir da Eq. (3.46), o fator de forma é

$$\text{FF} = 0{,}3536 \frac{V_m}{0{,}1592}\, V_m = 2{,}221 \quad \text{ou} \quad 222{,}1\%$$

(c) A partir da Eq. (3.48), o fator de ondulação RF $= (2{,}221^2 - 1)^{1/2} = 1{,}983$ ou 198,3%.

(d) A tensão eficaz do secundário do transformador, $V_s = V_m/\sqrt{2} = 0{,}707\, V_m$. O valor eficaz da corrente secundária do transformador é o mesmo que o da carga, $I_s = 0{,}3536\, V_m/R$. A potência aparente (VA) do transformador, VA $= V_s I_s = 0{,}707\, V_m \times 0{,}3536\, V_m/R$. A partir da Eq. (3.49),

$$\text{TUF} = \frac{0{,}1592^2}{0{,}707 \times 0{,}3336} = 0{,}1014 \quad \text{e} \quad \frac{1}{\text{TUF}} = 9{,}86$$

(e) A tensão de pico inverso é PIV $= V_m$.

Nota: A performance do conversor piora na faixa inferior do ângulo de disparo α.

5.3 CONVERSORES MONOFÁSICOS SEMICONTROLADOS

O arranjo do circuito de um conversor monofásico semicontrolado é mostrado na Figura 5.2a, com uma carga altamente indutiva. A corrente de carga é considerada contínua e

sem ondulação. Durante o semiciclo positivo, o tiristor T_1 está diretamente polarizado. Quando o tiristor T_1 é disparado, em $\omega t = \alpha$, a carga é conectada à alimentação de entrada através de T_1 e D_2 durante o período $\alpha \leq \omega t \leq \pi$. Durante o período de $\pi \leq \omega t \leq (\pi + \alpha)$, a tensão de entrada é negativa e o diodo de comutação D_m está diretamente polarizado. D_m conduz para possibilitar a continuidade da corrente na carga indutiva. A corrente de carga é transferida de T_1 e D_2 para D_m; e o tiristor T_1 e o diodo D_2 são desligados. Durante o semiciclo negativo da tensão de entrada, o tiristor T_2 está diretamente polarizado e o seu disparo em $\omega t = \pi + \alpha$ polarizará reversamente D_m. O diodo D_m é desligado e a carga é conectada à rede de alimentação através de T_2 e D_1.

A Figura 5.2b mostra a região de operação do conversor, onde ambas, a tensão e a corrente de saída, têm polaridade positiva. A Figura 5.2c mostra as formas de onda para a tensão de entrada, tensão de saída, corrente de entrada e correntes através de T_1, T_2, D_1 e D_2. Esse conversor tem um fator de potência melhor devido ao diodo de recuperação e é comumente utilizado em aplicações de até 15 kW, onde a operação em um quadrante é aceitável.

A tensão média de saída pode ser encontrada a partir de

$$V_{\text{médio}} = \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m \operatorname{sen} \omega t \, d(\omega t) = 2 \frac{V_m}{2\pi} [-\cos \omega t]_{\alpha}^{\pi}$$
$$= \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha) \tag{5.5}$$

e $V_{\text{médio}}$ pode ser variado de $2V_m/\pi$ a 0, variando-se α de 0 a π. A máxima tensão média de saída é $V_{dm} = 2V_m/\pi$ e a tensão de saída média normalizada é

$$V_n = \frac{V_{\text{médio}}}{V_{dm}} = 0{,}5(1 + \cos \alpha) \tag{5.6}$$

A tensão eficaz (*rms*) de saída é encontrada a partir de

$$V_{\text{rms}} = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m^2 \operatorname{sen}^2 \omega t \, d(\omega t) \right]^{1/2} = \left[\frac{V_m^2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (1 - \cos 2\omega t) \, d(\omega t) \right]^{1/2}$$
$$= \frac{V_m}{\sqrt{2}} \left[\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{2} \right) \right]^{1/2} \tag{5.7}$$

Exemplo 5.2

O conversor semicontrolado da Figura 5.2a está conectado a uma rede de alimentação de 120 V 60 Hz. A corrente de carga I_a pode ser considerada contínua e seu conteúdo de ondulação é desprezível. A relação de espiras do transformador é unitária. (a) Expressar a corrente de entrada na série de Fourier; determinar o fator harmônico da corrente de entrada HF, o fator de deslocamento DF e o fator de potência da entrada PF. (b) Se o ângulo de disparo for $\alpha = \pi/2$, calcular $V_{\text{médio}}$, V_n, V_{rms}, HF, DF e PF.

(a) Circuito

(b) Quadrante

(c) Formas de onda

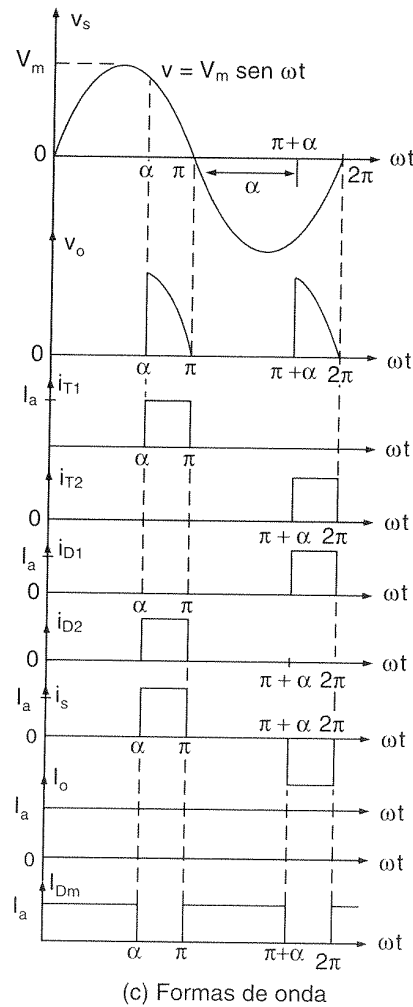
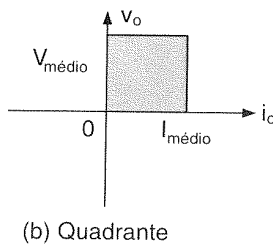
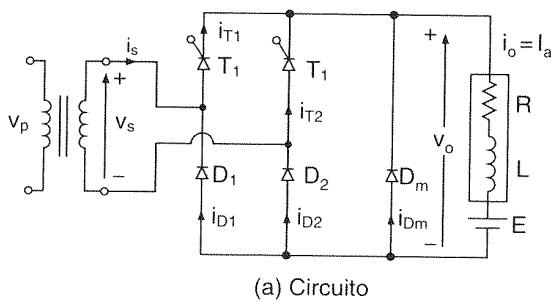



Figura 5.2

Conversor monofásico semicontrolado.

Solução: (a) A forma de onda para a corrente de entrada é mostrada na Figura 5.2c e a corrente instantânea de entrada pode ser expressa na série de Fourier como

$$i_s(t) = I_{\text{médio}} + \sum_{n=1,2,\ldots}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \operatorname{sen} n\omega t) \tag{5.8}$$

onde

$$I_{\text{médio}} = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{2\pi} i_s(t)\, d(\omega t) = \frac{1}{2\pi}\left[\int_{\alpha}^{\pi} I_a\, d(\omega t) - \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} I_a\, d(\omega t)\right] = 0$$

$$\alpha_n = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{2\pi} i_s(t)\cos n\omega t\, d(\omega t)$$

$$= \frac{1}{\pi}\left[\int_{\alpha}^{\pi} I_a \cos n\omega t\, d(\omega t) - \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} I_a \cos n\omega t\, d(\omega t)\right]$$

$$= -\frac{2I_a}{n\pi}\,\text{sen}\; n\alpha \qquad \text{para } n = 1, 3, 5, \ldots$$

$$= 0 \qquad \text{para } n = 2, 4, 6, \ldots$$

$$b_n = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{2\pi} i_s(t)\;\text{sen}\; n\omega t\, d(\omega t)$$

$$= \frac{1}{\pi}\left[\int_{\alpha}^{\pi} I_a\;\text{sen}\, n\omega t\, d(\omega t) - \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} I_a\,\text{sen}\, n\omega t\, d(\omega t)\right]$$

$$= \frac{2I_a}{n\pi}(1 + \cos n\alpha) \qquad \text{para } n = 1, 3, 5, \ldots$$

$$= 0 \qquad \text{para } n = 2, 4, 6, \ldots$$

Sendo $I_{\text{médio}} = 0$, a Eq. (5.8) pode ser escrita como

$$i_s(t) = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \sqrt{2}\, I_a\,\text{sen}(n\omega t) + \phi_n) \tag{5.9}$$

onde

$$\phi_n = \tan^{-1}\frac{a_n}{b_n} = -\frac{n\alpha}{2} \tag{5.10}$$

O valor eficaz do n-ésimo componente harmônico da corrente de entrada é obtido como

$$I_{sn} = \frac{1}{\sqrt{2}}(a_n^2 + b_n^2)^{1/2} = \frac{2\sqrt{2}\, I_a}{n\pi}\cos\frac{n\alpha}{2} \tag{5.11}$$

A partir da Eq. (5.11), o valor eficaz da corrente fundamental é

$$I_{s1} = \frac{2\sqrt{2}\, I_a}{\pi} \cos \frac{\alpha}{2}$$

A corrente eficaz de entrada pode ser calculada a partir da Eq. (5.11) como

$$I_s = \left(\sum_{n=1,2,\ldots}^{\infty} I_{sn} \right)^{1/2}$$

I_s também pode ser determinado diretamente a partir de

$$I_s = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} I_a^2\, d(\omega t) \right]^{1/2} = I_a \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} \right)^{1/2}$$

A partir da Eq. (3.51), $\text{HF} = [(I_s/I_{s1})^2 - 1]^{1/2}$ ou

$$\text{HF} = \left[\frac{\pi(\pi - \alpha)}{4(1 + \cos \alpha)} - 1 \right]^{1/2} \tag{5.12}$$

A partir das equações (3.50) e (5.10),

$$\text{DF} = \cos \phi_1 = \cos - \frac{\alpha}{2} \tag{5.13}$$

A partir da Eq. (3.52),

$$\text{PF} = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos \frac{\alpha}{2} = \frac{\sqrt{2}\,(1 + \cos \alpha)}{[\pi(\pi - \alpha)]^{1/2}} \tag{5.14}$$

(b) $\alpha = \pi/2$ e $V_m = \sqrt{2} \times 120 = 169{,}7$ V. Da Eq. (5.5), $V_{\text{médio}} = (V_m/\pi)(1 + \cos \alpha) = 54{,}02$ V, da Eq. (5.6), $V_n = 0{,}5$ pu e da Eq. (5.7),

$$V_{\text{rms}} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \left[\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\text{sen } 2\alpha}{2} \right) \right]^{1/2} = 84{,}57 \text{ V}$$

$$I_{s1} = \frac{2\sqrt{2}\, I_a}{\pi} \cos \frac{\pi}{4} = 0{,}6366 I_a$$

$$I_s = I_a \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} \right)^{1/2} = 0{,}7071 I_a$$

$$\text{HF} = \left[\left(\frac{I_s}{I_{s1}} \right)^2 - 1 \right]^{1/2} = 0{,}4835 \quad \text{ou} \quad 48{,}35\%$$

$$\phi_1 = -\frac{\pi}{4} \quad \text{e} \quad \text{DF} = \cos -\frac{\pi}{4} = 0{,}7071$$

$$\text{PF} = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos \frac{\alpha}{2} = 0{,}6366\,(\text{indutivo})$$

Nota: Os parâmetros de performance do conversor dependem do ângulo de disparo α.

5.3.1 Conversor Monofásico Semicontrolado com Carga *RL*

Na prática, uma carga tem uma indutância finita. A corrente de carga depende dos valores da resistência R e da indutância L da carga. A operação do conversor pode ser dividida em dois modos: modo 1 e modo 2.

Modo 1. Esse modo é válido para $0 \leq \omega t \leq \alpha$, durante o qual o diodo de comutação D_m conduz. A corrente de carga i_{L1} durante o modo 1 é descrita por

$$L \frac{di_{L1}}{dt} + Ri_{L1} + E = 0 \tag{5.15}$$

que, com a condição inicial $i_{L1}(\omega t = 0) = I_{Lo}$ em regime permanente, dá

$$I_{L1} = I_{Lo}e^{-(R/L)t} - \frac{E}{R}\,(1 - e^{-(R/L)t}) \qquad \text{para } i_{L1} \geq 0 \tag{5.16}$$

Ao final desse modo, em $\omega t = \alpha$, a corrente de carga torna-se I_{L1}. Isto é,

$$I_{L1} = i_{L1}(\omega t = \alpha) = I_{Lo}e^{-(R/L)(\alpha/\omega)} - \frac{E}{R}\,[1 - e^{-(R/L)(\alpha/\omega)}] \quad \text{para } I_{L1} \geq 0 \tag{5.17}$$

Modo 2. Esse modo é válido para $\alpha \leq \omega t \leq \pi$, enquanto o tiristor T_1 conduz. Se $v_s = \sqrt{2}\, V_s$ sen ωt for a tensão de entrada, a corrente de carga i_{L2} (durante o modo 2) pode ser encontrada a partir de

$$L \frac{di_{L2}}{dt} + Ri_{L2} + E = \sqrt{2}\, V_s \text{ sen } \omega t \tag{5.18}$$

cuja solução é da forma

$$i_{L2} = \frac{\sqrt{2}\, V_s}{Z} \text{ sen } (\omega t - \theta) + A_1 e^{-(R/L)t} - \frac{E}{R} \quad \text{para } i_{L2} \geq 0$$

onde a impedância da carga é $Z = [R^2 + (\omega L)^2]^{1/2}$ e o ângulo da impedância da carga $\theta = \tan^{-1}(\omega L/R)$.

A constante A_1, que pode ser determinada a partir da condição inicial – em $\omega t = \alpha$, $i_{L2} = I_{L1}$ – é encontrada como

$$A_1 = \left[I_{L1} + \frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2}\, V_s}{Z} \text{ sen } (\alpha - \theta) \right] e^{(R/L)(\alpha/\omega)}$$

A substituição de A_1 dá

$$i_{L2} = \frac{\sqrt{2}\, V_s}{Z} \text{ sen}(\omega t - \omega) - \frac{E}{R} + \left[I_{L1} + \frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2}\, V_s}{Z} \text{ sen}(\alpha - \theta) \right] e^{(R/L)(\alpha/\omega - t)}$$

$$\text{para } i_{L2} \geq 0 \qquad (5.19)$$

Ao final do modo 2, na condição de regime permanente: $I_{L2}(\omega t = \pi) = I_{Lo}$. Aplicando essa condição à Eq. (5.16) e resolvendo para I_{Lo}, obtém-se

$$I_{Lo} = \frac{\sqrt{2}\, V_s}{Z} \frac{\text{sen}(\pi - \theta) - \text{sen}(\alpha - \theta) e^{(R/L)(\alpha - \pi)/\omega}}{1 - e^{-(R/L)(\pi/\omega)}} - \frac{E}{R}$$

$$\text{para } I_{Lo} \geq 0 \text{ e } \theta \leq \alpha \leq \pi \qquad (5.20)$$

A corrente eficaz (*rms*) de um tiristor pode ser encontrada a partir da Eq. (5.19) como

$$I_R = \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} i_{L2}^2 \, d(\omega t) \right]^{1/2}$$

A corrente média de um tiristor também pode ser encontrada a partir da Eq. (5.19) como

$$I_A = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} i_{L2} \, d(\omega t)$$

A corrente eficaz de saída pode ser encontrada a partir das Eqs. (5.16) e (5.19) como

$$I_{rms} = \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{\alpha} i_{L1}^2 \, d(\omega t) + \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} i_{L2}^2 \, d(\omega t) \right]^{1/2}$$

A corrente média de saída pode ser encontrada a partir das Eqs. (5.16) e (5.19) como

$$I_{médio} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\alpha} i_{L1} \, d(\omega t) + \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} i_{L2} \, d(\omega t)$$

Exemplo 5.3

O conversor monofásico semicontrolado da Figura 5.2a tem uma carga RL de L = 6,5 mH, R = 2,5 Ω e E = 10 V. A tensão de entrada é V_s = 120 V (*rms*) a 60 Hz. Determinar (a) a corrente de carga I_{Lo} em $\omega t = 0$ e a corrente de carga I_{L1} em $\omega t = \alpha = 60°$, (b) a corrente média do tiristor I_A, (c) a corrente eficaz do tiristor I_R, (d) a corrente eficaz de saída I_{rms} e (e) a corrente média de saída $I_{médio}$.

Solução: R = 2,5 Ω, L = 6,5 mH, f = 60 Hz, $\omega = 2\pi \times 60$ = 377 rad/s, V_s = 120 V, $\theta = \tan^{-1}(\omega L/R)$ = 44,43° e Z = 3,5 Ω.

(a) A corrente de carga em regime permanente em $\omega t = 0$, I_{Lo} = 29,77 A. A corrente de carga em regime permanente em $\omega t = \alpha$, I_{L1} = 7,6 A.

(b) A integração numérica de i_{L2} na Eq. (5.19) dá a corrente média do tiristor como I_A = 11,42 A.

(c) Por integração numérica de i_{L2}^2 entre os limites $\omega t = \alpha$ a π, obtém-se a corrente eficaz do tiristor como I_R = 20,59 A.

(d) A corrente eficaz de saída I_{rms} = 30,92 A.

(e) A corrente média de saída $I_{médio}$ = 28,45 A.

5.4 CONVERSORES MONOFÁSICOS CONTROLADOS

O arranjo do circuito de um conversor monofásico controlado (ou totalmente controlado) é mostrado na Figura 5.3a, com uma carga altamente indutiva, de tal forma que a corrente de carga seja contínua e livre de ondulações. Durante o semiciclo positivo, os tiristores T_1 e T_2 estão diretamente polarizados; e quando esses dois tiristores são disparados simultaneamente em $\omega t = \alpha$, a carga é conectada à rede de alimentação de entrada através de T_1 e T_2. Devido à carga indutiva, os tiristores T_1 e T_2 continuarão a conduzir

além de $\omega t = \pi$, mesmo se a tensão de entrada já estiver negativa. Durante o semiciclo negativo da tensão de entrada, os tiristores T_3 e T_4 estão diretamente polarizados; e o disparo de T_3 e T_4 aplicará a tensão da rede de alimentação sobre T_1 e T_2 como tensão reversa de bloqueio. T_1 e T_2 serão desligados devido à *comutação natural* ou *pela rede* (ou *linha*) e a corrente de carga será transferida de T_1 e T_2 para T_3 e T_4. A Figura 5.3b mostra as regiões de operação do conversor e a Figura 5.3c mostra as formas de onda para a tensão de entrada, a tensão de saída e as correntes de entrada e de saída.

Durante o período de α a π, a tensão de entrada v_s e a corrente de entrada i_s são positivas; e a potência flui da rede de alimentação para a carga. Diz-se que o conversor opera no *modo retificação*. Durante o período de π a $\pi + \alpha$, a tensão de entrada v_s é negativa e a corrente de entrada i_s é positiva; e haverá fluxo inverso de potência, da carga para a rede de alimentação. Diz-se que o conversor está sendo operado no *modo inversão*. Esse conversor é extensivamente utilizado em aplicações industriais até 15 kW. Dependendo do valor de α, a tensão média de saída pode ser tanto positiva quanto negativa e ele possibilita a operação em dois quadrantes.

A tensão média de saída pode ser encontrada a partir de

$$V_{\text{médio}} = \frac{2}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_m \operatorname{sen} \omega t \, d(\omega t) - \frac{2V_m}{2\pi}\left[-\cos \omega t\right]_{\alpha}^{\pi+\alpha}$$

$$= \frac{2V_m}{\pi}\cos\alpha \tag{5.21}$$

e $V_{\text{médio}}$ pode ser variado de $2V_m/\pi$ a $-2V_m/\pi$, variando-se α de 0 a π. A máxima tensão média de saída é $V_{dm} = 2V_m/\pi$ e a tensão média de saída normalizada é

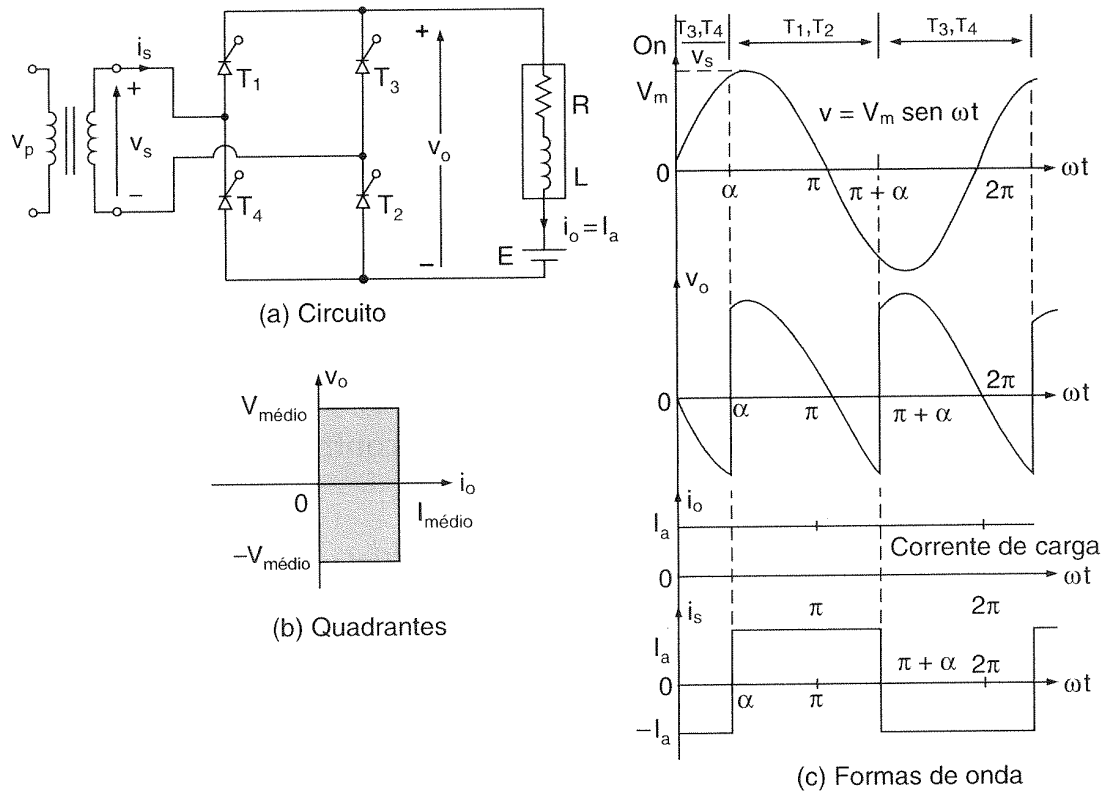
$$V_n = \frac{V_{\text{médio}}}{V_{dm}} = \cos\alpha \tag{5.22}$$

O valor eficaz da tensão de saída é dado por

$$V_{\text{rms}} = \left[\frac{2}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_m^2 \operatorname{sen}^2 \omega t \, d(\omega t)\right]^{1/2} = \left[\frac{V_m^2}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} (1 - \cos 2\omega t)\, d(\omega t)\right]^{1/2}$$

$$= \frac{V_m}{\sqrt{2}} = V_s \tag{5.23}$$

Com uma carga puramente resistiva, os tiristores T_1 e T_2 conduzirão de α a π enquanto T_3 e T_4 conduzirão de $\alpha + \pi$ a 2π. A tensão instantânea de saída será similar àquela do conversor semicontrolado da Figura 5.2b. As Eqs. (5.5) e (5.7) podem ser aplicadas para se encontrarem as tensões de saída média e eficaz.

Figura 5.3
Conversor monofásico controlado.

Exemplo 5.4

Para um ângulo de disparo de $\alpha = \pi/3$, repetir o Exemplo 5.2 para o conversor monofásico controlado da Figura 5.3a.

Solução: (a) A forma de onda para a corrente de entrada é mostrada na Figura 5.3c e a corrente instantânea de entrada pode ser expressa na série de Fourier como

$$i_s(t) = I_{\text{médio}} + \sum_{n=1,2,\ldots}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \text{ sen } n\omega t)$$

em que

$$I_{\text{médio}} = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{2\pi+\alpha} i_s(t)\, d(\omega t)\ \frac{1}{2\pi}\left[\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_a\, d(\omega t) - \int_{\pi+\alpha}^{2\pi+\alpha} I_a\, d(\omega t)\right] = 0$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{2\pi+\alpha} i_s(t) \cos n\omega t \, d(\omega t)$$

$$= \frac{1}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_a \cos n\omega t \, d(\omega t) - \int_{\pi+\alpha}^{2\pi+\alpha} I_a \cos n\omega t \, d(\omega t) \right]$$

$$= -\frac{4I_a}{n\pi} \operatorname{sen} n\alpha \qquad \text{para } n = 1, 3, 5, \ldots$$

$$= 0 \qquad \text{para } n = 2, 4, \ldots$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{2\pi+\alpha} i(t) \operatorname{sen} n\omega t \, d(\omega t)$$

$$= \frac{1}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_a \operatorname{sen} n\omega t \, d(\omega t) - \int_{\pi+\alpha}^{2\pi+\alpha} I_a \operatorname{sen} n\omega t \, d(\omega t) \right]$$

$$= \frac{4I_a}{n\pi} \cos n\alpha \qquad \text{para } n = 1, 3, 5, \ldots$$

$$= 0 \qquad \text{para } n = 2, 4, \ldots$$

Sendo $I_{\text{médio}} = 0$, a corrente de entrada pode ser escrita como

$$i_s(t) = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \sqrt{2}\, I_n \operatorname{sen}(\omega t + \phi_n)$$

onde

$$\phi_n = \tan^{-1} \frac{a_n}{b_n} = -n\alpha \tag{5.24}$$

e ϕ_n é o ângulo de deslocamento do n-ésimo harmônico da corrente. O valor eficaz do n-ésimo harmônico da corrente de entrada é

$$I_{sn} = \frac{1}{\sqrt{2}} (a_n^2 + b_n^2)^{1/2} = \frac{4I_a}{\sqrt{2}\, n\pi} = \frac{2\sqrt{2}\, I_a}{n\pi} \tag{5.25}$$

e o valor eficaz da corrente fundamental é

$$I_{s1} = \frac{2\sqrt{2}\, I_a}{\pi}$$

O valor eficaz da corrente de entrada pode ser calculado a partir da Eq. (5.25) como

$$I_s = \left(\sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} I_{sn}^2 \right)^{1/2}$$

I_s também pode ser determinado diretamente a partir de

$$I_s = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_a^2 \, d(\omega t) \right]^{1/2} = I_a$$

A partir da Eq. (3.51), o fator harmônico é encontrado como

$$HF = \left[\left(\frac{I_s}{I_{s1}} \right)^2 - 1 \right]^{1/2} = 0{,}483 \quad \text{ou} \quad 48{,}3\%$$

A partir das Eqs. (3.50) e (5.24), o fator de deslocamento é

$$DF = \cos \phi_1 = \cos - \alpha \tag{5.26}$$

A partir da Eq. (3.52), o fator de potência é encontrado como

$$PF = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos - \alpha = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \alpha \tag{5.27}$$

(b) $\alpha = \pi/3$,

$$V_{\text{médio}} = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha = 54{,}02\,\text{V} \quad \text{e} \quad V_n = 0{,}5\,\text{pu}$$

$$V_{\text{rms}} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = V_s = 120\,\text{V}$$

$$I_{s1} = \left(2\sqrt{2} \, \frac{I_a}{\pi} \right) = 0{,}90032 I_a \quad \text{e} \quad I_s = Ia$$

$$HF = \left[\left(\frac{I_s}{I_{s1}} \right)^2 - 1 \right]^{1/2} = 0{,}4834 \quad \text{ou} \quad 48{,}34\%$$

$$\phi_1 = -\alpha \quad \text{e} \quad DF = \cos - \alpha = \cos \frac{-\pi}{3} = 0{,}5$$

$$PF = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos - \alpha = 0{,}45\,(\text{indutivo})$$

Nota: O componente fundamental da corrente de entrada é sempre 90,03% de I_a e o fator harmônico permanece constante em 48,34%.

5.4.1 Conversor Monofásico Controlado com Carga *RL*

A operação do conversor da Figura 5.3a pode ser dividida em dois modos idênticos: modo 1, quando T_1 e T_2 conduzem; e modo 2, quando T_3 e T_4 conduzem. As correntes de saída durante esses modos são similares e é necessário que se considere apenas um modo para se encontrar a corrente de saída i_L.

O modo 1 é válido para $\alpha \leq \omega t \leq (\alpha + \pi)$. Se $v_s = \sqrt{2}\, V_s$ sen ωt for a tensão de entrada, a Eq. (5.18) pode ser resolvida com a condição inicial: em $\omega t = \alpha$, $i_L = I_{Lo}$. A Eq. (4.19) dá i_L como

$$i_L = \frac{\sqrt{2}\, V_2}{Z} \operatorname{sen}(\omega t - \theta) - \frac{E}{R} + \left[I_{Lo} + \frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2}\, V_s}{Z} \operatorname{sen}(\alpha - \theta) \right] e^{(R/L)(\alpha/\omega - t)} \tag{5.28}$$

Ao final do modo 1, na condição de regime permanente, $i_L(\omega t = \pi + \alpha) = I_{L1} = I_{Lo}$.

Aplicando essa condição à Eq. (5.28) e resolvendo para I_{Lo}, obtém-se

$$I_{Lo} = I_{L1} - \frac{\sqrt{2}\, V_s}{Z} \frac{-\operatorname{sen}(\alpha - \theta) - \operatorname{sen}(\alpha - \theta)\, e^{-(R/L)(\pi)/\omega}}{1 - e^{-(R/L)(\pi/\omega)}} - \frac{E}{R}$$

$$\text{para } I_{Lo} \geq 0 \tag{5.29}$$

O valor crítico de α, no qual I_0 torna-se zero, pode ser resolvido para valores conhecidos de θ, R, L, E e V_s por um método iterativo. A corrente eficaz de um dos tiristores pode ser encontrada a partir da Eq. (5.28) como

$$I_R = \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi + \alpha} i_L^2\, d(\omega t) \right]^{1/2}$$

A corrente eficaz de saída pode então ser determinada a partir de

$$I_{rms} = (I_R^2 + I_R^2)^{1/2} = \sqrt{2}\, I_R$$

A corrente média de um dos tiristores pode também ser encontrada a partir da Eq. (5.28) como

$$I_A = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} i_L \; d(\omega t)$$

A corrente média de saída pode ser determinada a partir de

$$I_{\text{médio}} = I_A + I_A = 2I_A$$

Exemplo 5.5

O conversor monofásico controlado da Figura 5.3a tem uma carga *RL*, sendo $L = 6{,}5$ mH, $R = 0{,}5\ \Omega$ e $E = 10$ V. A tensão de entrada é $V_s = 120$ V (*rms*) a 60 Hz. Determinar (a) a corrente de carga I_{Lo} em $\omega t = \alpha = 60°$, (b) a corrente média de um dos tiristores I_A, (c) a corrente eficaz de um dos tiristores I_R, (d) a corrente eficaz de saída I_{rms} e (e) a corrente média de saída $I_{\text{médio}}$.

Solução: $\alpha = 60°$, $R = 0{,}5\ \Omega$, $L = 6{,}5$ mH, $f = 60$ Hz, $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s, $V_s = 120$ V e $\theta = \tan^{-1}(\omega L/R) = 78{,}47°$.

(a) A corrente de carga de regime permanente em $\omega t = \alpha$, $I_{Lo} = 49{,}34$ A.

(b) A integração numérica de i_L na Eq. (5.28) dá a corrente média de um dos tiristores como $I_A = 44{,}05$ A.

(c) Por integração numérica de i_L^2 entre os limites $\omega t = \alpha$ a $\pi + \alpha$, obtém-se a corrente eficaz do tiristor como $I_R = 63{,}71$ A.

(d) A corrente eficaz de saída $I_{rms} = \sqrt{2}\, I_R = \sqrt{2} \times 63{,}71 = 90{,}1$ A.

(e) A corrente média de saída $I_{\text{médio}} = 2I_A = 2 \times 44{,}04 = 88{,}1$ A.

5.5 CONVERSORES DUAIS MONOFÁSICOS

Vimos na Seção 5.4 que conversores monofásicos controlados com cargas indutivas permitem operação em apenas dois quadrantes. Se dois desses conversores controlados forem conectados em antiparalelo, como mostrado na Figura 5.4a, tanto a tensão de saída como o fluxo da corrente de carga poderão ser invertidos. Esse sistema possibilita a operação em quatro quadrantes e é chamado *conversor dual*. Os conversores duais são normalmente utilizados em acionamentos de velocidade variável de alta potência. Se α_1 e α_2 são os ângulos de disparo dos conversores 1 e 2, respectivamente, as tensões médias de saída correspondentes são $V_{\text{médio}1}$ e $V_{\text{médio}2}$. Os ângulos de disparo são controlados de maneira que um conversor opere como retificador e o outro como inversor; mas

ambos os conversores produzem a mesma tensão média de saída. A Figura 5.4b mostra as formas de onda de saída para dois conversores, em que as duas tensões médias de saída são as mesmas. A Figura 5.4c mostra as características v–i de um conversor dual.

A partir da Eq. (5.21) as tensões médias de saída são

$$V_{\text{médio1}} = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_1 \tag{5.30}$$

e

$$V_{\text{médio2}} = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_2 \tag{5.31}$$

Como um conversor está em retificação e o outro em inversão,

$$V_{\text{médio1}} = -V_{\text{médio2}} \quad \text{ou} \quad \cos \alpha_2 = -\cos \alpha_1 = \cos(\pi - \alpha_1)$$

Portanto,

$$\alpha_2 = \pi - \alpha_1 \tag{5.32}$$

Como as tensões instantâneas de saída dos dois conversores estão fora de fase, haverá uma diferença de potencial instantânea e isto resultará em corrente de circulação entre os dois conversores. Essa corrente de circulação não fluirá através da carga e normalmente ela é limitada por um *reator de limitação da corrente de circulação* L_r, como mostra a Figura 5.4a.

Se v_{o1} e v_{o2} forem as tensões instantâneas de saída dos conversores 1 e 2, respectivamente, a corrente de circulação poderá ser encontrada por integração da diferença de potencial instantânea, começando a partir de $\omega t = 2\pi - \alpha_1$. Como as duas tensões médias de saída, durante o intervalo $\omega t = \pi + \alpha_1$ a $2\pi - \alpha_1$ são iguais e opostas, suas contribuições para a corrente de circulação instantânea i_r é zero.

$$\begin{aligned} i_r &= \frac{1}{\omega L_{L_r}} \int_{2\pi-\alpha_1}^{\omega t} v_r \, d(\omega t) = \frac{1}{\omega L_r} \int_{2\pi-\alpha_1}^{\omega t} (v_{01} + v_{02}) \, d(\omega t) \\ &= \frac{V_m}{\omega L_r} \left[\int_{2\pi-\alpha_1}^{\omega t} - \operatorname{sen} \omega t \, d(\omega t) - \int_{2\pi-\alpha_1}^{\omega t} \operatorname{sen} \omega t \, d(\omega t) \right] \\ &= \frac{2V_m}{\omega L_r} (\cos \omega t - \cos \alpha_1) \end{aligned} \tag{5.33}$$

A corrente de circulação instantânea depende do ângulo de disparo. Para $\alpha_1 = 0$, sua amplitude é mínima, quando $\omega t = n\pi$, $n = 0, 2, 4, \ldots$, e máxima, quando $\omega t = n\pi$, $n = 1, 3, 5, \ldots$. Se a corrente máxima de carga for I_p, um dos conversores que controla o fluxo de potência pode sofrer um pico de corrente de $(I_p + 4V_m/L_r)$.

Os conversores duais podem ser operados com ou sem corrente de circulação. No caso de operação sem corrente de circulação, apenas um conversor opera de cada vez e fornece a corrente de carga; e o outro conversor é completamente bloqueado através da inibição dos pulsos de gatilho. Entretanto, a operação com corrente de circulação tem as seguintes vantagens:

1. A corrente de circulação mantém a condução contínua de ambos os conversores por toda a faixa de controle, independentemente da carga.
2. Como um conversor sempre opera como retificador e o outro como inversor, é possível que o fluxo de potência seja bidirecional e a qualquer instante esteja em um ou em outro sentido.
3. Como ambos os conversores estão em condução contínua, o tempo de resposta para a mudança de operação de um quadrante para outro é mais rápido.

Exemplo 5.6

O conversor dual monofásico da Figura 5.4a é operado a partir de uma rede de alimentação de 120 V 60 Hz e a resistência de carga é $R = 10\ \Omega$. A indutância de circulação é $L_c = 40$ mH; os ângulos de disparo são $\alpha_1 = 60°$ e $\alpha_2 = 120°$. Calcular as correntes máximas de circulação e do conversor 1.

Solução: $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s, $\alpha_1 = 60°$, $V_m = \sqrt{2} \times 120 = 169{,}7$ V, $f = 60$ Hz e $L_r = 40$ mH. Para $\omega t = 2\pi$ e $\alpha_1 = \pi/3$, a Eq. (5.33) dá a corrente máxima de circulação como

$$I_{r(\text{máx})} = \frac{2V_m}{\omega L_r}(1 - \cos\alpha_1) - \frac{169{,}7}{377 \times 0{,}04} = 11{,}25\ \text{A}$$

A corrente máxima da carga, $I_p = 169{,}71/10 = 16{,}97$ A. A corrente máxima do conversor 1 é (16,97 + 11,25) = 28,22 A.

5.6 CONVERSORES MONOFÁSICOS EM SÉRIE

Para aplicações de alta tensão, dois ou mais conversores podem ser conectados em série para dividir a tensão e também melhorar o fator de potência. A Figura 5.5a mostra dois conversores semicontrolados que estão conectados em série. Cada secundário tem o mesmo número de espiras e a relação de espiras entre o primário e o secundário é $N_p/N_s = 2$. Se α_1 e α_2 são os ângulos de disparo dos conversores 1 e 2, respectivamente, a tensão máxima de saída V_{dm} é obtida quando $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$.

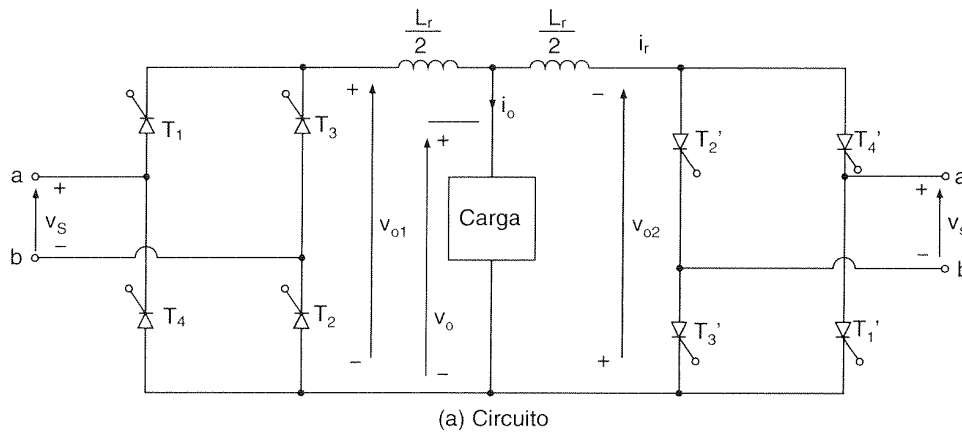



Figura 5.4

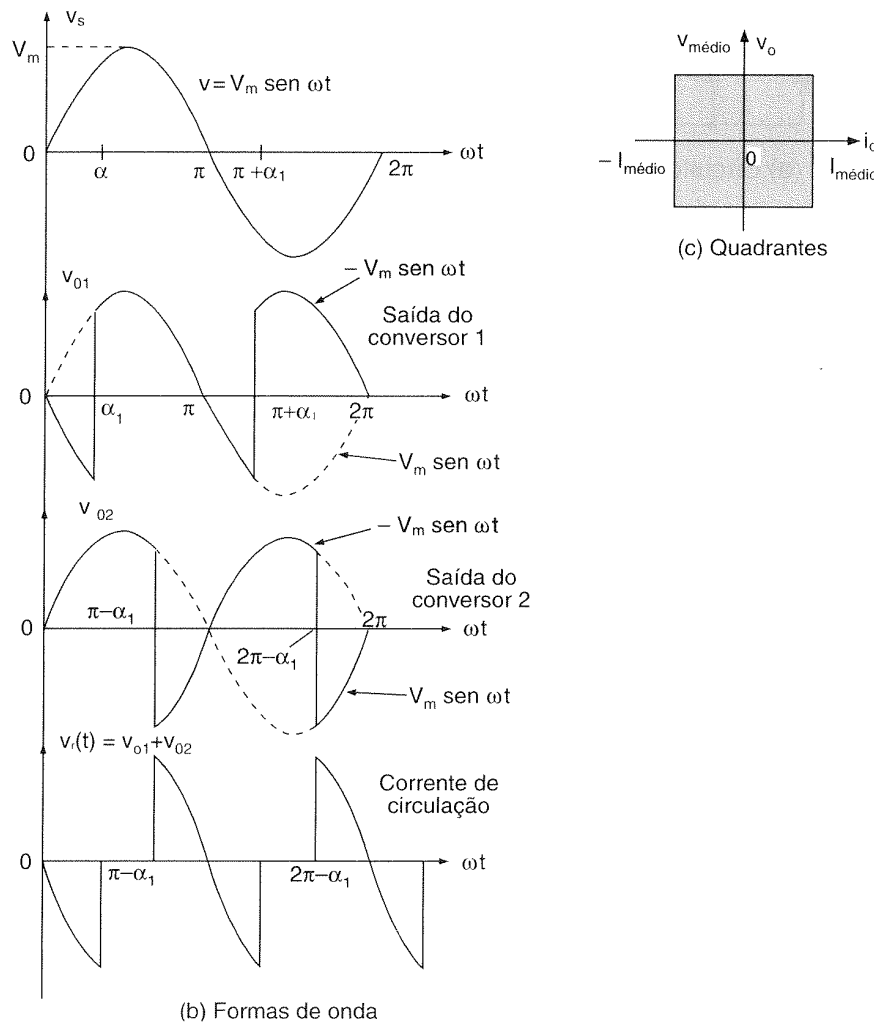
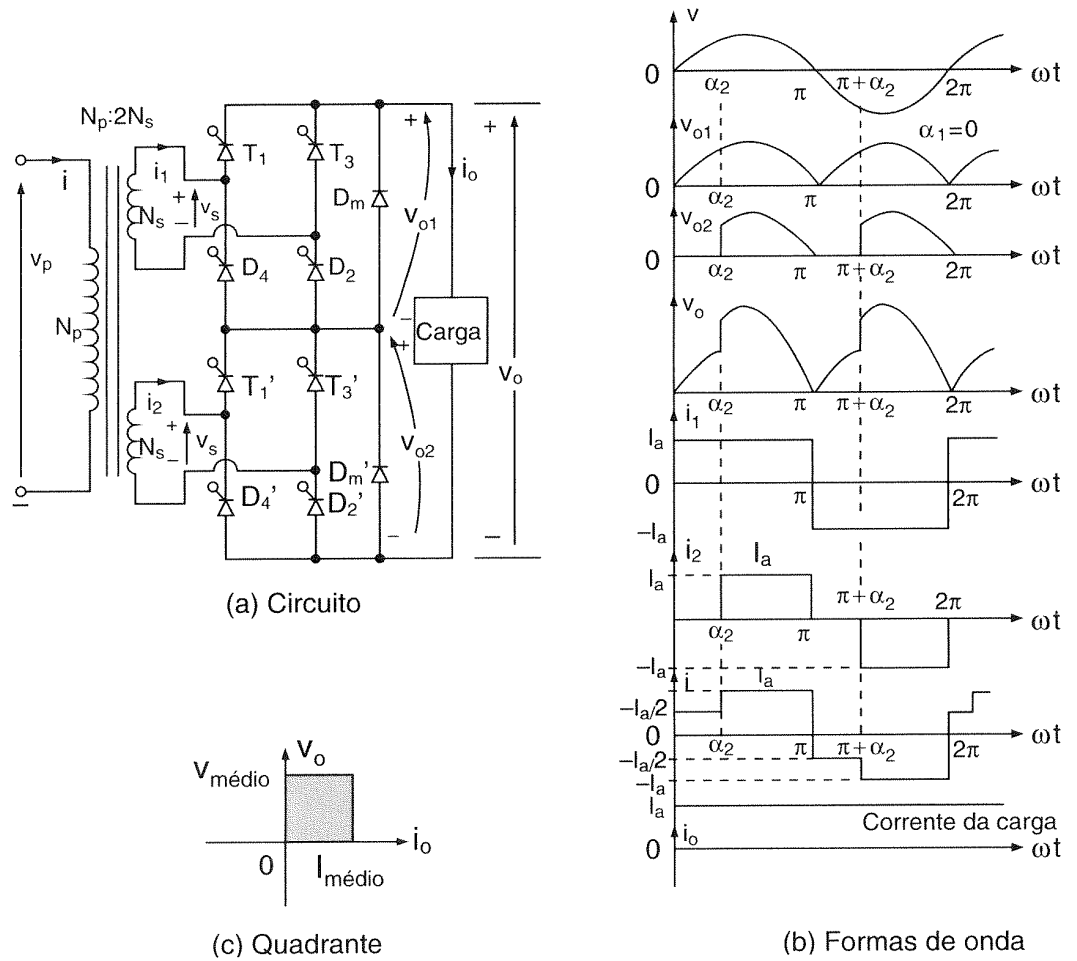
Conversor dual monofásico.

Em sistemas de dois conversores, para se obter tensão de saída de 0 a $V_{dm}/2$, um conversor é operado e a corrente é desviada do outro através de seu diodo de comutação. Para se obter tensão de saída de $V_{dm}/2$ a V_{dm}, um conversor é completamente disparado (com o ângulo de disparo, $\alpha_1 = 0$) e o ângulo de disparo do outro, α_2, é variado. A Figura 5.5b mostra a tensão de saída, as correntes de entrada dos conversores e a corrente de entrada da fonte de alimentação quando ambos os conversores são operados com uma carga altamente indutiva.

Figura 5.5

Conversores monofásicos semicontrolados em série.

A partir da Eq. (5.5), as tensões médias de saída dos dois conversores semicontrolados são

$$V_{\text{médio1}} = \frac{V_m}{\pi}(1 + \cos\alpha_1)$$

$$V_{\text{médio2}} = \frac{V_m}{\pi}(1 + \cos\alpha_2)$$

A tensão de saída resultante dos conversores é

$$V_{\text{médio}} = V_{\text{médio1}} + V_{\text{médio2}} = \frac{V_m}{\pi}(2 + \cos\alpha_1 + \cos\alpha_2) \tag{5.34}$$

A máxima tensão média de saída para $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$ é $V_{dm} = 4V_m/\pi$. Se o conversor 1 estiver operando: $0 \leq \alpha_1 \leq \pi$ e $\alpha_2 = \pi$, então

$$V_{\text{médio}} = V_{\text{médio1}} + V_{\text{médio2}} = \frac{V_m}{\pi}(1 + \cos\alpha_1) \qquad (5.35)$$

e a tensão média de saída normalizada é

$$V_n = \frac{V_{\text{médio}}}{V_{dm}} = 0{,}25\,(1 + \cos\alpha_1) \qquad (5.36)$$

Se ambos os conversores estiverem operando: $\alpha_1 = 0$ e $0 \leq \alpha_2 \leq \pi$, então

$$V_{\text{médio}} = V_{\text{médio1}} + V_{\text{médio2}} = \frac{V_m}{\pi}(3 + \cos\alpha_2) \qquad (5.37)$$

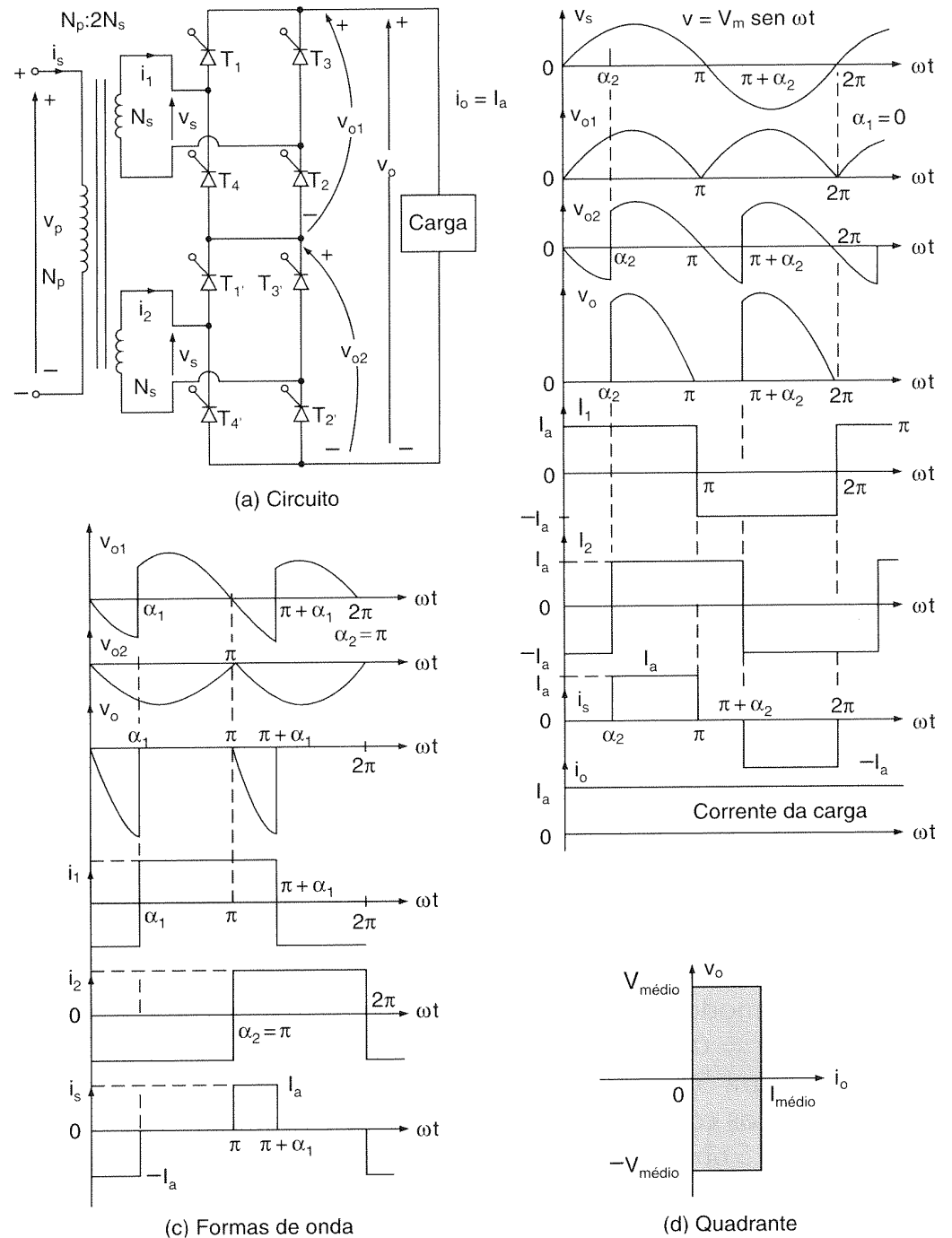
e a tensão média de saída normalizada é

$$V_n = \frac{V_{\text{médio}}}{V_{dm}} = 0{,}25\,(3 + \cos\alpha_2) \qquad (5.38)$$

A Figura 5.6a mostra dois conversores controlados que estão conectados em série e a relação de espiras entre o primário e o secundário é $N_p/N_s = 2$. Devido ao fato de não haver diodos de comutação, a corrente não pode ser desviada de um dos conversores e ambos têm de operar simultaneamente.

No modo de retificação, o ângulo de disparo de um conversor é completamente avançado ($\alpha_1 = 0$) e o do outro, α_2, é variado de 0 a π para controlar a tensão CC de saída. A Figura 5.6b mostra a tensão de entrada, as tensões de saída, as correntes de entrada para os conversores e a corrente de entrada da rede de alimentação. Comparando as Figuras 5.6b e 5.2b, pode-se notar que a corrente de entrada da rede de alimentação é similar à do conversor semicontrolado. Como resultado, o fator de potência desse conversor é melhorado, porém este é menor que o dos conversores semicontrolados em série.

Figura 5.6

Conversores monofásicos controlados.

No modo de inversão, o ângulo de disparo de um dos conversores é completamente retardado, $\alpha_2 = \pi$, e do outro, α_1, é variado de 0 a π para controlar a tensão média de saída. A Figura 5.6d mostra as características *v–i* dos conversores totalmente controlados em série.

A partir da Eq. (5.21), as tensões médias de saída dos dois conversores são

$$V_{\text{médio}1} = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_1$$

$$V_{\text{médio2}} = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_2$$

A tensão média de saída resultante é

$$V_{\text{médio}} = V_{\text{médio1}} + V_{\text{médio2}} = \frac{2V_m}{\pi} (\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2) \tag{5.39}$$

A tensão média de saída máxima para $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$ é $V_{dm} = 4V_m/\pi$. No modo de retificação, $\alpha_1 = 0$ e $0 \leq \alpha_2 \leq \pi$; então

$$V_{\text{médio}} = V_{\text{médio1}} + V_{\text{médio2}} = \frac{2V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha_2) \tag{5.40}$$

e a tensão de saída CC normalizada é

$$V_n = \frac{V_{\text{médio}}}{V_{dm}} = 0{,}5\,(1 + \cos \alpha_2) \tag{5.41}$$

No modo de inversão, $0 \leq \alpha_1 \leq \pi$ e $\alpha_2 = \pi$; então

$$V_{\text{médio}} = V_{\text{médio1}} + V_{\text{médio2}} = \frac{2V_m}{\pi} (\cos \alpha_1 - 1) \tag{5.42}$$

e a tensão média de saída normalizada é

$$V_n = \frac{V_{\text{médio}}}{V_{dm}} 0{,}5\,(\cos \alpha_1 - 1) \tag{5.43}$$

Exemplo 5.7

A corrente de carga (com um valor médio de I_a) dos conversores controlados em série na Figura 5.6a é contínua e o conteúdo de ondulação é desprezível. A relação de espiras do transformador é $N_p/N_s = 2$. Os conversores operam no modo de retificação tal que $\alpha_1 = 0$ e α_2 varia de 0 a π. (a) Expressar a corrente de entrada da rede de alimentação na série de Fourier, determinar o fator harmônico HF da corrente de entrada, o fator de deslocamento DF e o fator de potência de entrada PF. (b) Se o ângulo de disparo for $\alpha_2 = \pi/2$ e a tensão máxima de entrada for $V_m = 162$ V, calcular $V_{\text{médio}}$, V_n, V_{rms}, HF, DF e PF.

Solução: (a) A forma de onda para a corrente de entrada é mostrada na Figura 5.6b e a corrente de entrada instantânea da rede de alimentação pode ser expressa na série de Fourier como

$$i_s(t) = \sum_{n=1,2,\ldots}^{\infty} \sqrt{2}\, I_n \operatorname{sen}(n\omega t + \phi_n) \tag{5.44}$$

onde $\phi_n = -n\alpha_2/2$. A Eq. (5.11) dá o valor eficaz do n-ésimo harmônico da corrente de entrada

$$I_{sn} = \frac{4I_a}{\sqrt{2}\, n\pi} \cos\frac{n\alpha_2}{2} = \frac{2\sqrt{2}\, I_a}{n\pi} \cos\frac{n\alpha_2}{2} \tag{5.45}$$

O valor eficaz da corrente fundamental é

$$I_{s1} = \frac{2\sqrt{2}\, I_a}{\pi} \cos\frac{\alpha_2}{2} \tag{5.46}$$

A corrente eficaz de entrada é encontrada como

$$I_s = I_a \left(1 - \frac{\alpha_2}{\pi}\right)^{1/2} \tag{5.47}$$

A partir da Eq. (3.51),

$$\text{HF} = \left[\frac{\pi(\pi - \alpha_2)}{4(1 + \cos\alpha_2)} - 1\right]^{1/2} \tag{5.48}$$

A partir da Eq. (3.50),

$$\text{DF} = \cos\phi_1 = \cos - \frac{\alpha_2}{2} \tag{5.49}$$

A partir da Eq. (3.52),

$$\text{PF} = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos\frac{\alpha_2}{2} = \frac{\sqrt{2}\,(1 + \cos\alpha_2)}{[\pi(\pi - \alpha_2)]^{1/2}} \tag{5.50}$$

(b) $\alpha_1 = 0$ e $\alpha_2 = \pi/2$. Da Eq. (5.41),

$$V_{\text{médio}} = \left(2 \times \frac{162}{\pi}\right)\left(1 + \cos\frac{\pi}{2}\right) = 103{,}13\ \text{V}$$

A partir da Eq. (5.42), $V_n = 0{,}5$ pu e

$$V_{\text{rms}}^2 = \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha_2}^{\pi} (2V_m)^2 \operatorname{sen}^2 \omega t \, d(\omega t)$$

$$V_{\text{rms}} = \sqrt{2}\, V_m \left[\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha_2 + \frac{\operatorname{sen} 2\alpha_2}{2} \right)\right]^{1/2} = V_m = 162\text{ V}$$

$$I_{s1} = I_a \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos\frac{\pi}{4} - 0{,}6366 I_a \quad \text{e} \quad I_s = 0{,}7071 I_a$$

$$\text{HF} = \left[\left(\frac{I_s}{I_{s1}} \right)^2 - 1 \right]^{1/2} = 0{,}4835 \quad \text{ou} \quad 48{,}35\%$$

$$\phi_1 = -\frac{\pi}{4} \quad \text{e} \quad \text{DF} = \cos\left(-\frac{\pi}{4} \right) = 0{,}7071$$

$$\text{PF} = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos(-\phi_1) = 0{,}6366 \text{ (indutivo)}$$

Nota: A performance dos conversores controlados em série é similar à dos conversores monofásicos semicontrolados.

5.7 CONVERSORES TRIFÁSICOS DE MEIA-ONDA

Os conversores trifásicos fornecem uma tensão média de saída maior e além disso a freqüência das ondulações da tensão de saída é maior se comparada com a dos conversores monofásicos. Como resultado, os requisitos para a filtragem (ou alisamento) da corrente e tensão de carga são mais simples. Por estas razões, os conversores trifásicos são extensivamente utilizados em acionamentos com velocidade variável de alta potência. Três conversores monofásicos de meia-onda, como o da Figura 5.1a, podem ser conectados para formar um conversor trifásico de meia-onda, como mostrado na Figura 5.7a.

Quando o tiristor T_1 é disparado em $\omega t = \pi/6 + \alpha$, a tensão de fase v_{an} aparece sobre a carga até que o tiristor T_2 seja disparado em $\omega t = 5\pi/6 + \alpha$. Quando o tiristor T_2 é disparado, T_1 é reversamente polarizado, porque a tensão de linha (fase a fase), v_{ab} $(= v_{an} - v_{bn})$, é negativa e T_1 é desligado. A tensão de fase v_{bn} aparece sobre a carga até que o tiristor T_3 seja disparado em $\omega t = 3\pi/2 + \alpha$. Quando o tiristor T_3 é disparado, T_2 é desligado e v_{cn} aparece sobre a carga até que T_1 seja disparado novamente, no início do próximo ciclo. A Figura 5.7b mostra as características v–i da carga, sendo este um conversor de dois quadrantes. A Figura 5.7c mostra as tensões de entrada, a tensão de saída e a corrente através do tiristor T_1 para uma carga altamente indutiva. Para uma carga resistiva e $\alpha > \pi/6$, a corrente de carga seria descontínua e cada tiristor se desligaria naturalmente quando a polaridade de sua tensão de fase se invertesse. A freqüência da ondulação da tensão de saída é $3f_s$. Esse conversor não é normalmente utilizado em sistemas práticos porque as correntes da rede de alimentação contêm componentes CC.

Se a tensão de fase for $v_{an} = V_m \operatorname{sen} \omega t$, a tensão média de saída para uma corrente de carga contínua é

$$V_{\text{médio}} = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{5\pi/6+\alpha} V_m \operatorname{sen} \omega t \, d(\omega t) = \frac{3\sqrt{3}\, V_m}{2\pi} \cos \alpha \tag{5.51}$$

onde V_m é a tensão máxima de fase. A máxima tensão média de saída que ocorre no ângulo de disparo $\alpha = 0$ é

$$V_{dm} = \frac{3\sqrt{3}\, V_m}{2\pi}$$

e a tensão média de saída normalizada é

$$V_n = \frac{V_{\text{médio}}}{V_{dm}} = \cos \alpha \tag{5.52}$$

A tensão eficaz de saída é encontrada a partir de

$$\begin{aligned} V_{\text{rms}} &= \left[\frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{5\pi/6+\alpha} V_m^2 \operatorname{sen}^2 \omega t \, d(\omega t) \right]^{1/2} \\ &= \sqrt{3}\, V_m \left(\frac{1}{6} + \frac{\sqrt{3}}{8\pi} \cos 2\alpha \right)^{1/2} \end{aligned} \tag{5.53}$$

Para uma carga resistiva e $\alpha \geq \pi/6$:

$$V_{\text{médio}} = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi} V_m \operatorname{sen} \omega t \, d(\omega t) = \frac{3V_m}{2\pi} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi}{6} + \alpha \right) \right] \tag{5.51a}$$

$$V_n = \frac{V_{\text{médio}}}{V_{dm}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi}{6} + \alpha \right) \right] \tag{5.52a}$$

$$V_{\text{rms}} = \left[\frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi} V_m^2 \operatorname{sen}^2 \omega t \, d(\omega t) \right]^{1/2}$$

$$= \sqrt{3}\, V_m \left[\frac{5}{24} - \frac{\alpha}{4\pi} + \frac{1}{8\pi} \operatorname{sen} \left(\frac{\pi}{3} + 2\alpha \right) \right]^{1/2} \tag{5.53a}$$

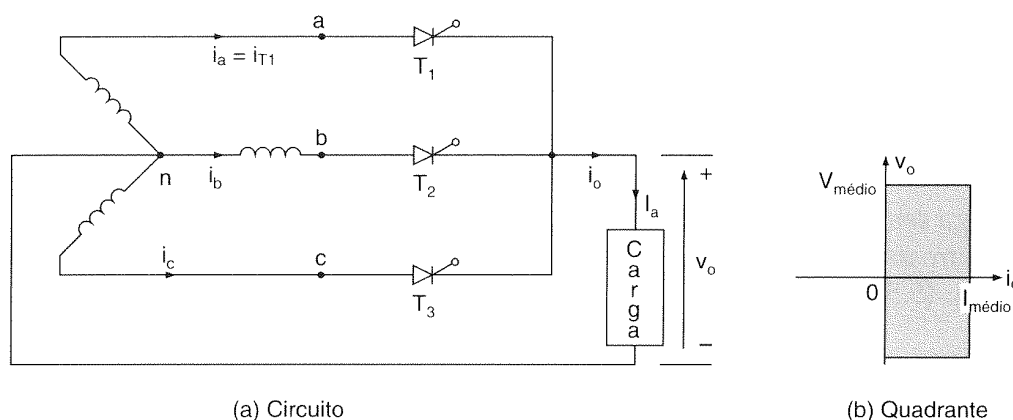
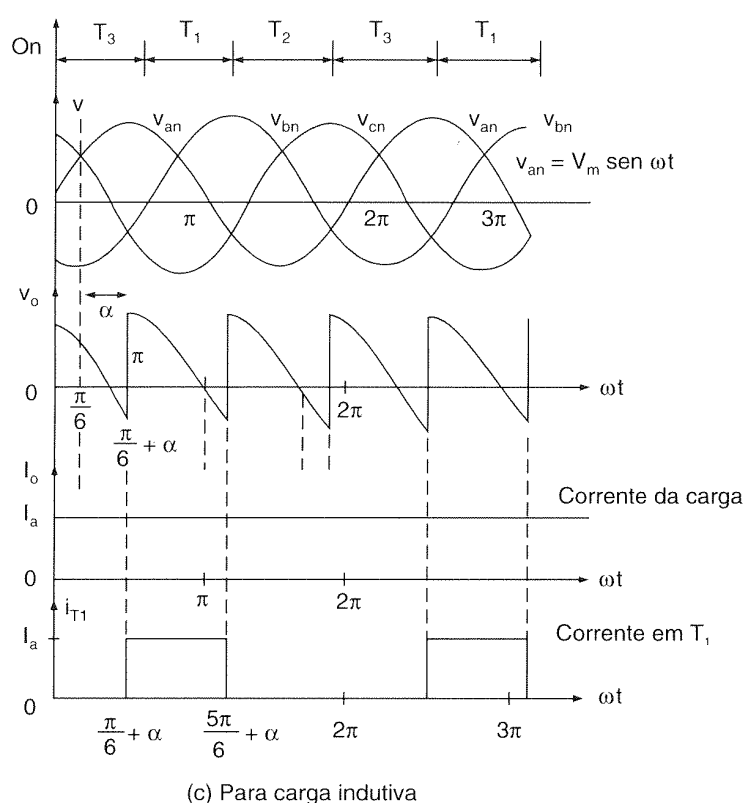



Figura 5.7

Conversor trifásico de meia-onda.

Exemplo 5.8

Um conversor trifásico de meia-onda, como o da Figura 5.7a, é operado a partir de uma rede de alimentação trifásica conectada em **Y** de 208 V 60 Hz com uma resistência de $R = 10\,\Omega$. Se for necessário obter uma tensão média de saída de 50% da máxima tensão de saída possível, calcular (a) o ângulo de disparo α, (b) as correntes de saída eficaz e média, (c) as correntes em um dos tiristores eficaz e média, (d) a eficiência da retificação, (e) o fator de utilização do transformador TUF e (f) o fator de potência de entrada PF.

Solução: A tensão de fase é $V_s = 208/\sqrt{3} = 120{,}1$ V, $V_m = \sqrt{2}\,V_s = 169{,}83\,V$, $V_n = 0{,}5$ e $R = 10\,\Omega$. A tensão máxima de saída é

$$V_{dm} = \frac{3\sqrt{3}\,V_m}{2\pi}\ 3\sqrt{3} \times \frac{169{,}83}{2\pi} = 140{,}45\ \text{V}$$

A tensão média de saída, $V_{\text{médio}} = 0{,}5 \times 140{,}45 = 70{,}23$ V.

(a) Para uma carga resistiva, a corrente de carga é contínua se $\alpha \leq \pi/6$ e a Eq. (5.52) dá $V_n \geq \cos(\pi/6) = 86{,}6\%$. Com uma carga resistiva e uma saída de 50%, a corrente de carga é descontínua. A partir da Eq. (5.52a), $0{,}5 = (1/\sqrt{3})\,[1 + \cos(\pi/6 + \alpha)]$, que dá o ângulo de disparo como $\alpha = 67{,}7°$.

(b) A corrente média de saída, $I_{\text{médio}} = V_{\text{médio}}/R = 70{,}23/10 = 7{,}02$ A. A partir da Eq. (5.53a), $V_{\text{rms}} = 94{,}74$ V e a corrente eficaz de carga, $I_{\text{rms}} = 94{,}74/10 = 9{,}47$ A.

(c) A corrente média de um dos tiristores, $I_A = I_{\text{médio}}/3 = 7{,}02/3 = 2{,}34$ A, e a corrente eficaz de um dos tiristores, $I_R = I_{\text{rms}}/\sqrt{3} = 9{,}47/\sqrt{3} = 5{,}47$ A.

(d) A partir da Eq. (3.44), a eficiência da retificação é $= 70{,}23 \times 7{,}02/(94{,}74 \times 9{,}47) = 54{,}95\%$.

(e) A corrente eficaz de fase de entrada é a mesma que a da corrente eficaz de um dos tiristores e a potência aparente de entrada é $VI = 3V_sI_s = 3 \times 120{,}1 \times 5{,}47 = 1970{,}48$ W. Da Eq. (3.49), $TUF = 70{,}23 \times 1970{,}84 = 0{,}25$ ou 25%.

(f) A potência de saída, $P_o = I_{\text{rms}}^2 R = 9{,}47^2 \times 10 = 896{,}81$ W. O fator de potência de entrada, PF $= 896{,}81/1970{,}84 = 0{,}455$ (indutivo).

Nota: Devido ao ângulo de disparo, α, a componente fundamental da corrente de linha de entrada também é atrasada em relação à tensão de fase de entrada.

5.8 CONVERSORES SEMICONTROLADOS TRIFÁSICOS

Os conversores semicontrolados trifásicos são utilizados em aplicações industriais de até 120 kW, onde é necessária a operação em um quadrante. O fator de potência desse conversor diminui à medida que o ângulo de disparo aumenta, porém ele é melhor que o dos conversores trifásicos de meia-onda. A Figura 5.8a mostra um conversor trifásico semicontrolado com uma carga altamente indutiva, cuja corrente de carga tem conteúdo de ondulação desprezível.

A Figura 5.8b mostra as formas de onda para as tensões de entrada, tensão de saída, corrente de entrada e corrente através dos tiristores e diodos. A freqüência da tensão de saída é $3f_s$. O ângulo de disparo, α, pode ser variado de 0 a π. Durante o período $\pi/6 \leq \omega t < 7\pi/6$, o tiristor T_1 está diretamente polarizado. Se T_1 for disparado em $\omega t = (\pi/6 + \alpha)$, T_1 e D_1 conduzem e a tensão de linha v_{ac} aparece sobre a carga. Em $\omega t = 7\pi/6$, v_{ac} começa a ficar negativa e o diodo de comutação D_m conduz. A corrente de carga continua a fluir através de D_m ; e T_1 e D_1 são desligados.

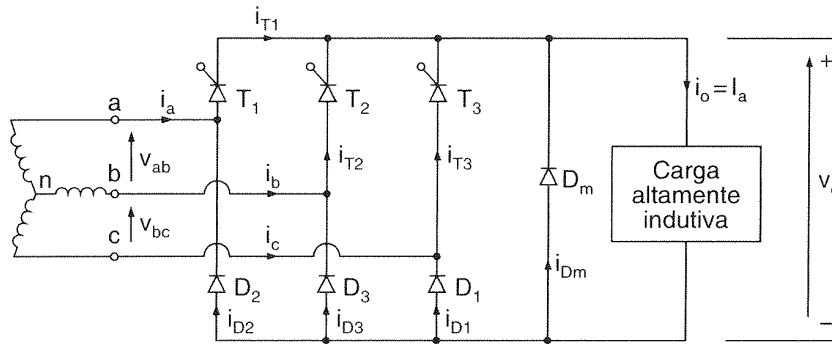
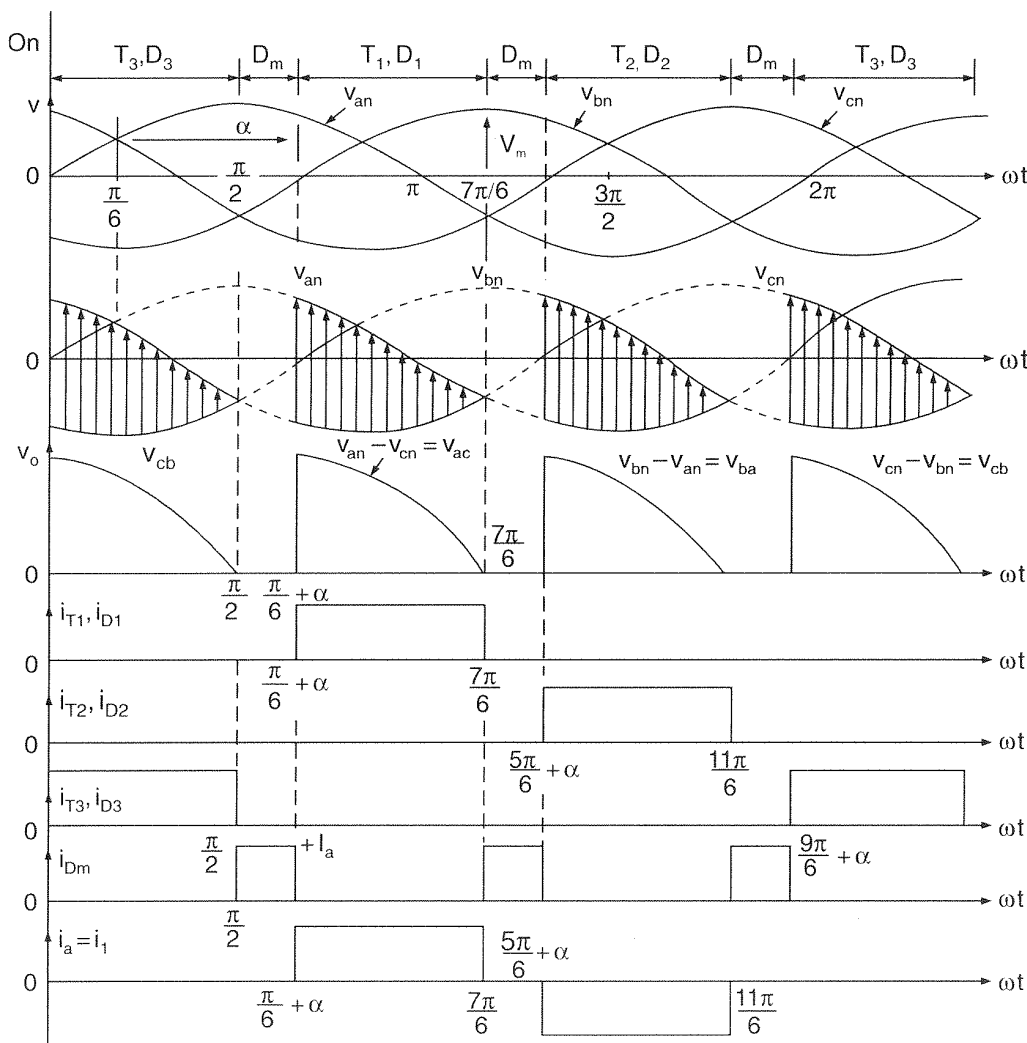
(a) Circuito

(b) Formas de onda para α = 90°

Figura 5.8

Conversor trifásico semicontrolado.

Se não houvesse diodo de comutação, T_1 continuaria a conduzir até que o tiristor T_2 fosse disparado em $\omega t = 5\pi/6 + \alpha$ e a ação de comutação seria realizada através de T_1 e D_2. Se $\alpha \leq \pi/3$, cada tiristor conduz por $2\pi/3$ e o diodo de comutação D_m não conduz. As formas de onda para um conversor trifásico semicontrolado com $\alpha \leq \pi/3$ são mostradas na Figura 5.9.

Se forem definidas as três tensões de fase-neutro como as seguintes

$$v_{an} = V_m \text{ sen } \omega t$$

$$v_{bn} = V_m \text{ sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$v_{cn} = V_m \text{ sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right),$$

as tensões de linha correspondentes serão

$$v_{ac} = v_{an} - v_{cn} = \sqrt{3}\, V_m \text{ sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right)$$

$$v_{ba} = v_{bn} - v_{an} = \sqrt{3}\, V_m \text{ sen}\left(\omega t - \frac{5\pi}{6}\right)$$

$$v_{cb} = v_{cn} - v_{bn} = \sqrt{3}\, V_m \text{ sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)$$

$$v_{ab} = v_{an} - v_{bn} = \sqrt{3}\, V_m \text{ sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$$

onde V_m é a tensão máxima de fase de uma fonte conectada em estrela.

Para $\alpha \geq \pi/3$, e tensão de saída descontínua, a tensão média de saída é encontrada a partir de

$$V_{\text{médio}} = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{7\pi/6} v_{ac}\, d(\omega t) = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{7\pi/6} \sqrt{3}\, V_m \text{ sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) d(\omega t) \tag{5.54}$$

$$= \frac{3\sqrt{3}\, V_m}{2\pi}\,(1 + \cos\alpha)$$

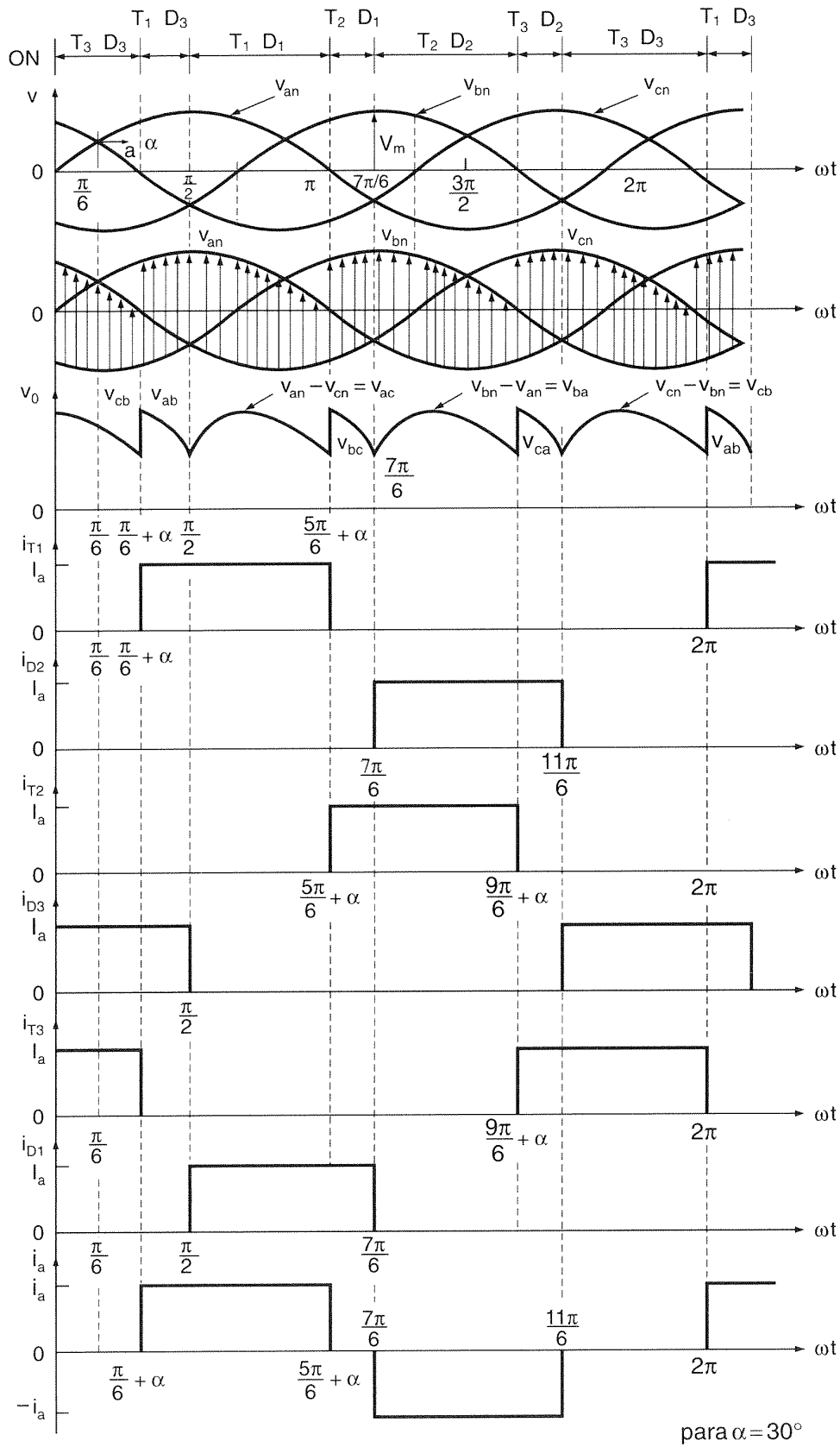



Figura 5.9

Conversor trifásico semicontrolado para $\alpha \leq \pi/3$.

A máxima tensão média de saída que ocorre a um ângulo de disparo $\alpha = 0$ é $V_{dm} = 3\sqrt{3}\, V_m/\pi$ e a tensão média de saída normalizada é

$$V_n = \frac{V_{\text{médio}}}{V_{dm}} = 0{,}5\,(1 + \cos\alpha) \tag{5.55}$$

A tensão eficaz de saída é encontrada a partir de

$$\begin{aligned} V_{\text{médio}} &= \left[\frac{3}{2\pi}\int_{\pi/6+\alpha}^{7\pi/6} 3V_m^2 \,\text{sen}^2\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) d(\omega t)\right]^{1/2} \\ &= \sqrt{3}\, V_m \left[\frac{3}{4\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{1}{2}\,\text{sen}\, 2\alpha\right)\right]^{1/2} \end{aligned} \tag{5.56}$$

Para $\alpha \leq \pi/3$ e tensão de saída contínua

$$V_{\text{médio}} = \frac{3}{2\pi}\left[\int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2} v_{ab}\, d(\omega t) + \int_{\pi/2}^{5\pi/6+\alpha} v_{ac}\, d(\omega t)\right] = \frac{3\sqrt{3}\, V_m}{2\pi}(1 + \cos\alpha) \tag{5.54a}$$

$$V_n = \frac{V_{\text{médio}}}{V_{dm}}\; 0{,}5\,(1 + \cos\alpha) \tag{5.55a}$$

$$\begin{aligned} V_{\text{rms}} &= \left[\frac{3}{2\pi}\int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2} v_{ab}^2\, d(\omega t) + \int_{\pi/2}^{5\pi/6+\alpha} v_{ac}^2\, d(\omega t)\right]^{1/2} \\ &= \sqrt{3}\, V_m\left[\frac{3}{4\pi}\left(\frac{2\pi}{3} + \sqrt{3}\cos^2\alpha\right)\right]^{1/2} \end{aligned} \tag{5.56a}$$

Exemplo 5.9

Repetir o Exemplo 5.8 para um conversor trifásico semincontrolado como o da Figura 5.8a.

Solução: A tensão de fase é $V_s = 208/\sqrt{3} = 120{,}1$ V, $V_m = \sqrt{2}\, V_s = 169{,}83$, $V_n = 0{,}5$ e $R = 10\ \Omega$. A tensão máxima de saída é

$$V_{dm} = \frac{3\sqrt{\ }V_m}{\pi} = 3\sqrt{3} \times \frac{169{,}83}{\pi} = 280{,}9\text{ V}$$

A tensão média de saída $V_{\text{médio}} = 0{,}5 \times 280{,}9 = 140{,}45$ V.

(a) Para $\alpha \geq \pi/3$, a Eq. (5.55) dá $V_n \leq (1 + \cos \pi/3)/2 = 75\%$. Com uma carga resistiva e saída de 50%, a tensão de saída é descontínua. Da Eq. (5.55), $0{,}5 = 0{,}5\,(1 + \cos \alpha)$, que dá o ângulo de disparo $\alpha = 90°$.

(b) A corrente média de saída $I_{\text{médio}} = V_{\text{médio}}/R = 140{,}45/10 = 14{,}05$ A. Da Eq. (5.56),

$$V_{\text{rms}} = \sqrt{3} \times 169{,}83 \left[\frac{3}{4\pi} \left(\pi - \frac{\pi}{2} + 0{,}5 \operatorname{sen} 2 \times 90° \right) \right]^{1/2} = 180{,}13 \text{ V}$$

e a corrente eficaz da carga $I_{\text{rms}} = 180{,}13/10 = 18{,}01$ A.

(c) A corrente média de um dos tiristores $I_A = I_{\text{médio}}/3 = 14{,}05/3 = 4{,}68$ A e a corrente eficaz de um dos tiristores $I_R = I_{\text{rms}}/\sqrt{3} = 18{,}01/\sqrt{3} = 10{,}4$ A.

(d) Da Eq. (3.44), a eficiência da retificação é

$$\eta = \frac{140{,}45 \times 14{,}05}{180{,}13 \times 18{,}01} = 0{,}608 \text{ ou } 60{,}8\%$$

(e) Como o tiristor conduz por $2\pi/3$, a corrente eficaz de fase de entrada é $I_s = I_{\text{rms}} \sqrt{\frac{2}{3}} = 14{,}71$ A. A potência aparente de entrada, $VI = 3V_sI_s = 3 \times 120{,}1 \times 14{,}71 = 5300$. Da Eq. (3.49), $TUF = 140{,}45 \times 14{,}05/5300 = 0{,}372$.

(f) A potência de saída $P_o = I_{\text{rms}}^2 R = 18{,}01^2 \times 10 = 3243{,}6$ W. O fator de potência de entrada é $PF = 3243{,}6/5300 = 0{,}612$ (indutivo).

Nota: O fator de potência é melhor que o dos conversores trifásicos de meia-onda.

5.8.1 Conversor Trifásico Semicontrolado com Carga *RL*

A tensão de saída do conversor trifásico semicontrolado da Figura 5.8a será contínua ou descontínua, dependendo do valor do ângulo de disparo α. Em ambos os casos a forma de onda da saída pode ser dividida em dois intervalos.

Caso 1: tensão de saída contínua. Para $\alpha \leq \pi/3$, a forma de onda da tensão de saída é mostrada na Figura 5.9.

Intervalo 1 para $\pi/6 + \alpha \leq \omega t \leq \pi/2$: o tiristor T_1 e o diodo D_3 conduzem. A tensão de saída torna-se

$$v_o = v_{ab} = \sqrt{2}\, V_{ab} \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) \qquad \text{para } \frac{\pi}{6} + \alpha \leq \omega t \leq \frac{\pi}{2}$$

onde V_{ab} é a tensão de linha eficaz de entrada. A corrente de carga i_{L1} durante o intervalo 1 pode ser encontrada a partir de

$$L\frac{di_{L1}}{dt} + Ri_{L1} + E = \sqrt{2}\,V_{ab}\,\text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \qquad \text{para } \frac{\pi}{6} + \alpha \le \omega t \le \frac{\pi}{2}$$

com as condições de contorno $i_{L1}(\omega t = \pi/6 + \alpha) = I_{Lo}$ e $i_{L1}(\omega t = \pi/2) = I_{L1}$.

Intervalo 2 para $\pi/2 \le \omega t \le 5\pi/6$: o tiristor T_1 e o diodo D_1 conduzem. A tensão de saída torna-se

$$v_o = v_{ac} = \sqrt{2}\,V_{ac}\,\text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \qquad \text{para } \frac{\pi}{2} \le \omega t \le \frac{5\pi}{6} + \alpha$$

A corrente de carga i_{L2} durante o intervalo 2 pode ser encontrada a partir de

$$L\frac{di_{L2}}{dt} + Ri_{L2} + E = \sqrt{2}\,V_{ac}\,\text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \qquad \text{para } \frac{\pi}{2} \le \omega t \le \frac{5\pi}{6} + \alpha$$

com as condições de contorno $i_{L2}(\omega t = \pi/2) = I_{L1}$ e $i_{L2}(\omega t = 5\pi/6 + \alpha) + I_{Lo}$.

Caso 2: tensão de saída descontínua. Para $\alpha \ge \pi/3$, a forma de onda da tensão de saída é mostrada na Figura 5.8b.

Intervalo 1 para $\pi/2 \le \omega t \le \pi/6 + \alpha$: o diodo D_m conduz. A tensão de saída é zero, $v_o = 0$ para $\pi/2 \le \omega t \le \pi/6 + \alpha$. A corrente de carga i_{L1} durante o intervalo 1 pode ser encontrada a partir de

$$L\frac{di_{L1}}{dt} + Ri_{L1} + E = 0 \qquad \text{para } \frac{\pi}{2} \le \omega t \le \frac{\pi}{6} + \alpha$$

com as condições de contorno $i_{L1}(\omega t = \pi/2) = I_{Lo}$ e $i_{L1}(\omega t = \pi/6 + \alpha) = I_{L1}$.

Intervalo 2 para $\pi/6 + \alpha \le \omega t \le 7\pi/6$: o tiristor T_1 e o diodo D_1 conduzem. A tensão de saída torna-se

$$v_o = v_{ac} = \sqrt{2}\,V_{ac}\,\text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \qquad \text{para } \frac{\pi}{6} + \alpha - \le \omega t \le \frac{7\pi}{6}$$

onde V_{ac} é a tensão de linha eficaz de entrada. A corrente de carga i_{L2} durante o intervalo 2 pode ser encontrada a partir de

$$L\frac{di_{L2}}{dt} + Ri_{L2} + E = \sqrt{2}\,V_{ac}\,\text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \qquad \text{para } \frac{\pi}{6} + \alpha \le \omega t \le \frac{7\pi}{6}$$

com as condições de contorno $i_{L2}(\omega t = \pi/6 + \alpha) = I_{L1}$ e $i_{L2}(\omega t = 7\pi/6) = I_{Lo}$.

5.9 CONVERSORES TRIFÁSICOS CONTROLADOS

Os conversores trifásicos são extensivamente utilizados em aplicações industriais até o nível de 120 kW de potência, onde é necessária a operação em dois quadrantes. A Figura 5.10a mostra um circuito conversor controlado com uma carga altamente indutiva. Esse circuito é conhecido como uma ponte trifásica. Os tiristores são disparados em um intervalo de $\pi/3$. A freqüência de ondulação da tensão de saída é $6f_s$ e as exigências de filtragem são menores que as dos conversores trifásicos semicontrolados e de meia-onda. Em $\omega t = \pi/6 + \alpha$, o tiristor T_6 já está conduzindo e o tiristor T_1 é disparado. Durante o intervalo $(\pi/6 + \alpha) \leq \omega t \leq (\pi/2 + \alpha)$, os tiristores T_1 e T_6 conduzem e a tensão de linha $v_{ab}(= v_{an} - v_{bn})$ aparece sobre a carga. Em $\omega t = \pi/2 + \alpha$, o tiristor T_2 é disparado e o tiristor T_6 é reversamente polarizado de imediato. T_6 é desligado devido à comutação natural. Durante o intervalo $(\pi/2 + \alpha) \leq \omega t \leq (5\pi/6 + \alpha)$, os tiristores T_1 e T_2 conduzem e a tensão de linha v_{ac} aparece sobre a carga. Se os tiristores são numerados conforme está mostrado na Figura 5.10a, a seqüência de disparo é 12, 23, 34, 45, 56 e 61. A Figura 5.10b mostra as formas de onda para a tensão de entrada, tensão de saída, corrente de entrada e correntes através dos tiristores.

Se as tensões de fase-neutro forem definidas como

$$v_{an} = V_m \text{ sen } \omega t$$

$$v_{bn} = V_m \text{ sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$v_{cn} = V_m \text{ sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

as tensões de linha correspondentes serão

$$v_{ab} = v_{an} - v_{bn} = \sqrt{3}\, V_m \text{ sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$$

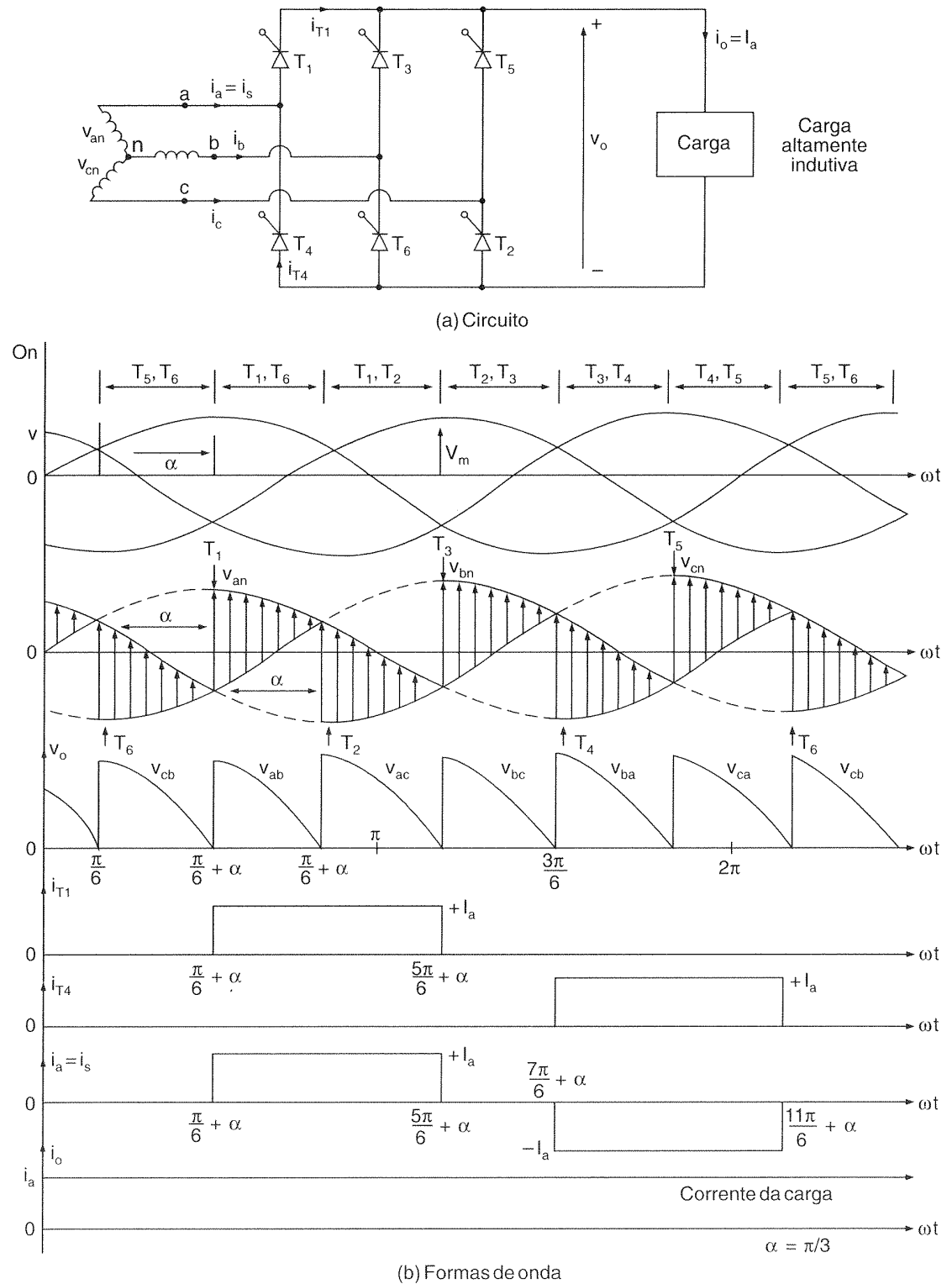
$$v_{bc} = v_{bn} - v_{cn} = \sqrt{3}\, V_m \text{ sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$$

$$v_{ca} = v_{cn} - v_{an} = \sqrt{3}\, V_m \text{ sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)$$

Figura 5.10

Conversor trifásico controlado.

(a) Circuito

(b) Formas de onda

A tensão média de saída é encontrada a partir de

$$V_{\text{médio}} = \frac{3}{\pi}\int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} v_{ab}\, d(\omega t) = \frac{3}{\pi}\int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} \sqrt{3}\, V_m \text{ sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) d(\omega t) \tag{5.57}$$

$$= \frac{3\sqrt{3}\,V_m}{\pi}\cos\alpha$$

A máxima tensão média de saída para o ângulo de disparo $\alpha = 0$ é

$$V_{dm} = \frac{3\sqrt{3}\,V_m}{\pi}$$

e a tensão média de saída normalizada é

$$V_n = \frac{V_{médio}}{V_{dm}} = \cos\alpha \tag{5.58}$$

O valor eficaz da tensão de saída é encontrado a partir de

$$V_{rms} = \left[\frac{3}{\pi}\int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} 3V_m^2 \operatorname{sen}^2\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) d(\omega t)\right]^{1/2}$$

$$= \sqrt{3}\,V_m\left(\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi}\cos 2\alpha\right)^{1/2} \tag{5.59}$$

A Figura 5.10b mostra as formas de onda para $\alpha = \pi/3$. Para $\alpha > \pi/3$, a tensão de saída instantânea v_0 terá uma parte negativa. Como a corrente através do tiristor não pode ser negativa, a corrente de carga será sempre positiva. Assim, com uma carga resistiva, a tensão instantânea da carga não pode ser negativa e o conversor controlado comportar-se-á como um conversor semicontrolado.

Uma ponte trifásica fornece uma tensão de saída com seis pulsos. Para aplicações de alta potência, tais como um sistema de transmissão de corrente contínua em alta tensão e acionamentos de motores CC, normalmente é necessária uma saída de 12 pulsos para reduzir as ondulações de saída e aumentar a sua freqüência. Duas pontes de seis pulsos podem ser combinadas tanto em série como em paralelo para produzir uma saída efetiva de 12 pulsos. Duas configurações são mostradas na Figura 5.11. Um defasamento de 30° entre as tensões secundárias pode ser conseguido através da conexão de um secundário em estrela (**Y**) e de outro em triângulo (Δ).

Exemplo 5.10

Repetir o Exemplo 5.8 para o conversor trifásico controlado da Figura 5.10a.

Solução: A tensão de fase $V_S = 208/\sqrt{3} = 120{,}1$ V, $V_m = \sqrt{2}\,V_s = 169{,}83$, $V_n = 0{,}5$ e $R = 10\ \Omega$. A tensão máxima de saída $V_{dm} = 3\sqrt{3}\,V_m/\pi = 3\sqrt{3} \times 169{,}83/\pi = 280{,}9$ V. A tensão média de saída $V_{médio} = 0{,}5 \times 280{,}9 = 140{,}45$ V.

(a) A partir da Eq. (5.58), 0,5 = cos α e o ângulo de disparo $\alpha = 60°$.

(b) A corrente média de saída $I_{\text{médio}} = V_{\text{médio}}/R = 140{,}45/10 = 14{,}05$ A. A partir da Eq. (5.59),

$$V_{\text{rms}} = \sqrt{3} \times 169{,}83 \left[\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \cos(2 \times 60°) \right]^{1/2} = 159{,}29 \text{ V}$$

e a corrente eficaz $I_{\text{rms}} = 159{,}29/10 = 15{,}93$ A.

(c) A corrente média de um dos tiristores $I_A = I_{\text{médio}}/3 = 14{,}05/3 = 4{,}68$ A e a corrente eficaz de um dos tiristores $I_R = I_{\text{rms}}\sqrt{2/6} = 15{,}93/\sqrt{2/6} = 9{,}2$ A.

(d) A partir da Eq. (3.44), a eficiência da retificação é

$$\eta = \frac{140{,}45 \times 14{,}05}{159{,}29 \times 15{,}93} = 0{,}778 \quad \text{ou} \quad 77{,}8\%$$

(e) A corrente eficaz de fase de entrada $I_s = I_{\text{rms}}\sqrt{4/6} = 13$ A e a potência aparente de entrada, VI = $3V_sI_s = 3 \times 120{,}1 \times 13 = 4683{,}9$ W. Da Eq. (3.49) TUF = 140,45 × 14,05 / 4683,9 = 0,421.

(f) A potência de saída $P_o = I_{\text{rms}}^2 R = 15{,}93^2 \times 10 = 2537{,}6$ W.O fator de potência PF = 2537,6 / 4683,9 = 0,542 (indutivo).

Nota: O fator de potência é menor que o dos conversores trifásicos semicontrolados, mas maior que o dos conversores trifásicos de meia-onda.

Exemplo 5.11

A corrente de carga de um conversor trifásico controlado como o da Figura 5.10a é contínua, com um conteúdo de ondulação desprezível. (a) Expressar a corrente de entrada na série de Fourier e determinar o fator harmônico HF da corrente de entrada, o fator de deslocamento DF e o fator de potência de entrada PF. (b) Se o ângulo de disparo $\alpha = \pi/3$, calcular V_n, HF, DF e PF.

Solução: (a) A forma de onda para a corrente de entrada é mostrada na Figura 5.10b e a corrente instantânea de entrada de uma fase pode ser expressa na série de Fourier como

$$i_s(t) = I_{\text{médio}} + \sum_{n=1,2,\ldots}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \operatorname{sen} n\omega t)$$

onde

$$a_0 = I_{\text{médio}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_s(t)\, d(\omega t) = 0$$

$$a_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} i_s(t)\ \cos n\omega t\ d(\omega t)$$

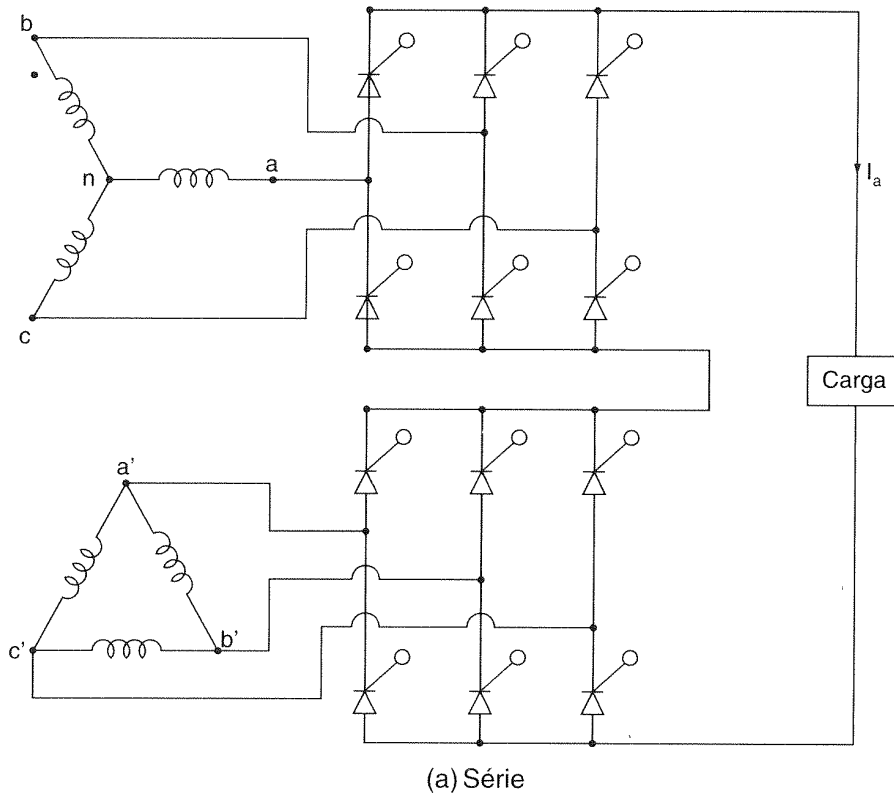
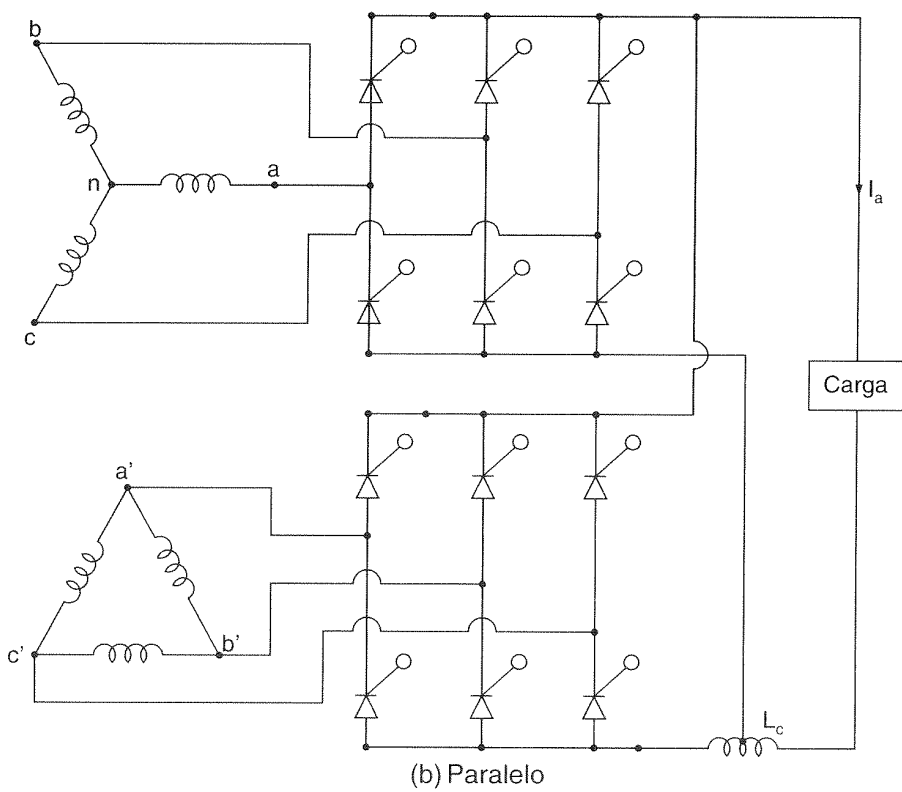



Figura 5.11

Configurações para saída de 12 pulsos.

$$= \frac{1}{\pi}\left[\int_{\pi/6+\alpha}^{5\pi/6+\alpha} I_a \cos n\omega t \; d(\omega t) - \int_{7\pi/6+\alpha}^{11\pi/6+\alpha} I_a \cos n\omega t \; d(\omega t)\right]$$

$$= -\frac{4I_a}{n\pi} \operatorname{sen} \frac{n\pi}{3} \operatorname{sen} n\alpha \quad \text{para } n = 1, 3, 5, \ldots$$

$$= 0 \qquad \text{para } n = 2, 4, 6, \ldots$$

$$b_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} i_s(t) \operatorname{sen} n\omega t \; d(\omega t)$$

$$= \frac{1}{\pi}\left[\int_{\pi/6+\alpha}^{5\pi/6+\alpha} I_a \operatorname{sen} n\omega t \; d(\omega t) - \int_{7\pi/6+\alpha}^{11\pi/6+\alpha} I_a \operatorname{sen} n\omega t \; d(\omega t)\right]$$

$$= \frac{4I_a}{n\pi} \operatorname{sen} \frac{n\pi}{3} \cos n\alpha \quad \text{para } n = 1, 3, 5, \ldots$$

$$= 0 \qquad \text{para } n = 2, 4, 6, \ldots$$

Como $I_{\text{médio}} = 0$, a corrente de entrada pode ser descrita como

$$i_s(t) = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \sqrt{2}\, I_{sn} \operatorname{sen}(n\omega t + \phi_n)$$

onde

$$\phi_n = \tan^{-1} \frac{a_n}{b_n} = -n\alpha \tag{5.60}$$

O valor eficaz do n-ésimo harmônico da corrente de entrada é dado por

$$I_{sn} = \frac{1}{\sqrt{2}}(a_n^2 + b_n^2)^{1/2} = \frac{2\sqrt{2}\, I_a}{n\pi} \operatorname{sen} \frac{n\pi}{3} \tag{5.61}$$

O valor eficaz da corrente fundamental é

$$I_{s1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_a = 0{,}779 I_a$$

A corrente eficaz de entrada é

$$I_s = \left[\frac{2}{2\pi}\int_{\pi/6+\alpha}^{5\pi/6+\alpha} I_a^2 \, d(\omega t)\right]^{1/2} = I_a \sqrt{\frac{2}{3}} = 0{,}8165 I_a$$

$$\text{HF} = \left[\left(\frac{I_s}{I_{s1}}\right)^2 - 1\right]^{1/2} = \left[\left(\frac{\pi}{3}\right)^2 - 1\right]^{1/2} = 0{,}3198 \quad \text{ou} \quad 31{,}08\%$$

$$\text{DF} = \cos\phi_1 = \cos - \alpha$$

$$\text{PF} = \frac{I_{s1}}{I_s}\cos - \alpha = \frac{3}{\pi}\cos\alpha = 0{,}9549\,\text{DF}$$

(b) Para $\alpha = \pi/3$, $V_n = \cos(\pi/3) = 0{,}5$ pu, HF = 31,08%, DF = cos 60° = 0,5 e PF = 0,478 (indutivo).

Nota: Se o fator de potência for comparado com o do Exemplo 5.8, onde a carga é puramente resistiva, pode-se observar que o fator de potência de entrada depende do fator de potência da carga.

5.9.1 Conversor Trifásico Controlado com Carga *RL*

A partir da Figura 5.10b, a tensão de saída é

$$v_o = v_{ab} = \sqrt{2}\,V_{ab}\,\text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \qquad \text{para } \frac{\pi}{6} + \alpha \le \omega t \le \frac{\pi}{2} + \alpha$$

$$= \sqrt{2}\,V_{ab}\,\text{sen}\,\omega t' \qquad \text{para } \frac{\pi}{3} + \alpha \le \omega t' \le \frac{2\pi}{3} + \alpha$$

onde $\omega t' = \omega t + \pi/6$ e V_{ab} é a tensão (eficaz) de linha de entrada. Escolhendo v_{ab} como a tensão de referência no tempo, a corrente de carga i_L pode ser encontrada a partir de

$$L\frac{di_L}{dt}\,Ri_L + E = \sqrt{2}\,V_{ab}\,\text{sen}\,\omega t' \qquad \text{para } \frac{\pi}{3} + \alpha \le \omega t' \le \frac{2\pi}{3} + \alpha$$

cuja solução a partir da Eq. (3.81) é

$$i_L = \frac{\sqrt{2}\,V_{ab}}{Z}\,\text{sen}\,(\omega t' - \theta) - \frac{E}{R} + \left[I_{L1} + \frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2}\,V_{ab}}{Z}\,\text{sen}\left(\frac{\pi}{3} + \alpha - \theta\right)\right]e^{(R/L)[(\pi/3+\alpha)/\omega - t']} \tag{5.62}$$

onde $Z = [R^2 + (\omega L)^2]^{1/2}$ e $\theta = \tan^{-1}(\omega L/R)$. Sob condição de regime permanente, $i_L(\omega t' = 2\pi/3 + \alpha) = i_L(\omega t' = \pi/3 + \alpha) = I_{L1}$. Aplicando essa condição à Eq. (5.62), obtém-se o valor de I_{L1} como

$$I_{L1} = \frac{\sqrt{2}\, V_{ab}}{Z} \frac{\operatorname{sen}(2\pi/3 + \alpha - \theta) - \operatorname{sen}(\pi/3 + \alpha - \theta)\, e^{-(R/L)(\pi/3\omega)}}{1 - e^{-(R/L)(\pi/3\omega)}}$$

$$- \frac{E}{R} \quad \text{para } I_{L1} \geq 0 \tag{5.63}$$

Exemplo 5.12

O conversor trifásico controlado da Figura 5.10a tem uma carga de $L = 1{,}5\,\text{mH}$, $R = 2{,}5\,\Omega$ e $E = 10\,\text{V}$. A tensão de linha de entrada é $V_{ab} = 208\,\text{V}$, 60 Hz. O ângulo de disparo é $\alpha = \pi/3$. Determinar (a) a corrente de carga de regime permanente I_{L1} em $\omega t' = \pi/3 + \alpha$ (ou $\omega t = \pi/6 + \alpha$), (b) a corrente média de um dos tiristores I_A, (c) a corrente eficaz de um dos tiristores I_R, (d) a corrente eficaz de saída I_{rms} e (e) a corrente média de saída $I_{\text{médio}}$.

Solução: $\alpha = \pi/3$, $R = 2{,}5\,\Omega$, $L = 1{,}5\,\text{mH}$, $f = 60\,\text{Hz}$, $\omega = 2\pi \times 60 = 377\,\text{rad/s}$, $V_{ab} = 208\,\text{V}$, $Z = [R^2 + (\omega L)^2]^{1/2} = 2{,}56\,\Omega$ e $\theta = \tan^{-1}(\omega L/R) = 12{,}74°$.

(a) A corrente de carga de regime permanente em $\omega t' = \pi/3 + \alpha$ $I_{L1} = 20{,}49\,\text{A}$.

(b) A integração numérica de i_L na Eq. (3.62), entre os limites $\omega t' = \pi/3 + \alpha$ a $2\pi/3 + \alpha$, dá uma corrente média no tiristor $I_A = 17{,}42\,\text{A}$.

(c) Por integração numérica de I_L^2, entre os limites de $\omega t' = \pi/3 + \alpha$ a $2\pi/3 + \alpha$, obtém-se a corrente eficaz de um dos tiristores, $I_R = 31{,}32\,\text{A}$

(d) A corrente eficaz de saída $I_{\text{rms}} = \sqrt{3}\, I_R = \sqrt{3} \times 31{,}32 = 54{,}25\,\text{A}$.

(e) A corrente média de saída $I_{\text{médio}} = 3I_A = 3 \times 17{,}42 = 52{,}26\,\text{A}$.

5.10 CONVERSORES DUAIS TRIFÁSICOS

Em muitos acionamentos de velocidade variável, a operação em quatro quadrantes é em geral requerida, sendo os conversores duais trifásicos extensivamente utilizados em aplicações de até 2000 kW. A Figura 5.12a mostra os conversores duais trifásicos, onde dois conversores trifásicos são conectados em antiparalelo. Foi visto na Seção 5.5 que, devido às diferenças de tensões instantâneas entre as tensões de saída dos conversores, uma corrente de circulação flui através destes. A corrente de circulação normalmente é limitada pelo reator de circulação, L_r, como mostrado na Figura 5.12a. Os dois conversores são controlados de tal forma que se α_1 é o ângulo de disparo do conversor 1, o ângulo de disparo do conversor 2 é $\alpha_2 = \pi - \alpha_1$. A Figura 5.10b mostra as formas de onda para as tensões de entrada, tensões de saída e tensão sobre o indutor L_r. A operação de cada conversor é idêntica à do conversor trifásico controlado. Durante o intervalo $(\pi/6 + \alpha_1) \leq \omega t \leq (\pi/2 + \alpha_1)$, a tensão de linha v_{ab} aparece sobre a saída do conversor 1 e v_{bc} sobre o conversor 2.

Se as tensões fase-neutro são definidas como

$$v_{an} = V_m \text{ sen } \omega t$$

$$v_{bn} = V_m \text{ sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$v_{cn} = V_m \text{ sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

as tensões de linha correspondentes são

$$v_{ab} = v_{an} - v_{bn} = \sqrt{3}\, V_m \text{ sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$$

$$v_{bc} = v_{bn} - v_{cn} = \sqrt{3}\, V_m \text{ sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$$

$$v_{ca} = v_{cn} - v_{an} = \sqrt{3}\, V_m \text{ sen}\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right)$$

Se v_{o1} e v_{o1} são as tensões de saída dos conversores 1 e 2, respectivamente, a tensão instantânea sobre o indutor durante o intervalo $(\pi/6 + \alpha_1) \leq \omega t \leq (\pi/2 + \alpha_1)$ é

$$\begin{aligned} v_r &= v_{o1} + v_{o2} = v_{ab} - v_{bc} \\ &= \sqrt{3}\, V_m \left[\text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) - \text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)\right] \\ &= 3\, V_m \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \end{aligned} \tag{5.64}$$

A corrente de circulação pode ser encontrada a partir de

$$i_r(t) = \frac{1}{\omega L_r} \int_{\pi/6+\alpha_1}^{\omega t} v_r \, d(\omega t) = \frac{1}{\omega L_r} \int_{\pi/6+\alpha_1}^{\omega t} 3V_m \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) d(\omega t) \tag{5.65}$$

$$= \frac{3V_m}{\omega L_r} \left[\text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) - \text{sen } \alpha_1 \right]$$

Figura 5.12

Conversor dual trifásico.

A corrente de circulação depende do ângulo de disparo α_1 e da indutância L_r. Essa corrente é máxima quando $\omega t = 2\pi/3$ e $\alpha_1 = 0$. Mesmo sem qualquer carga externa, os conversores estariam continuamente operando devido à corrente de circulação, como resultado da ondulação de tensão sobre o indutor. Isso permite reversão suave da corrente de carga, durante a mudança de operação de um quadrante para outro, e possibilita respostas dinâmicas mais rápidas, especialmente para acionamentos de motores elétricos.

5.11 MELHORIA DO FATOR DE POTÊNCIA

O fator de potência dos conversores de fase controlada depende do ângulo de disparo α e geralmente é baixo, em especial na faixa de baixas tensões de saída. Esses conversores geram harmônicos no sistema de alimentação. Comutações forçadas podem melhorar o fator de potência de entrada e reduzir o nível de harmônicos. Essas técnicas de comutação forçada estão se tornando atrativas em conversões CA-CC. Com o progresso dos dispositivos semicondutores de potência (por exemplo, os GTOs), a comutação forçada pode ser implementada em sistemas práticos. As técnicas básicas de comutação forçada para conversores CA-CC são discutidas nesta seção, podendo ser classificadas como se segue:

1. controle do ângulo de extinção;
2. controle simétrico de ângulo;
3. modulação por largura de pulsos;
4. modulação por largura de pulsos senoidal.

5.11.1 Controle do Ângulo de Extinção

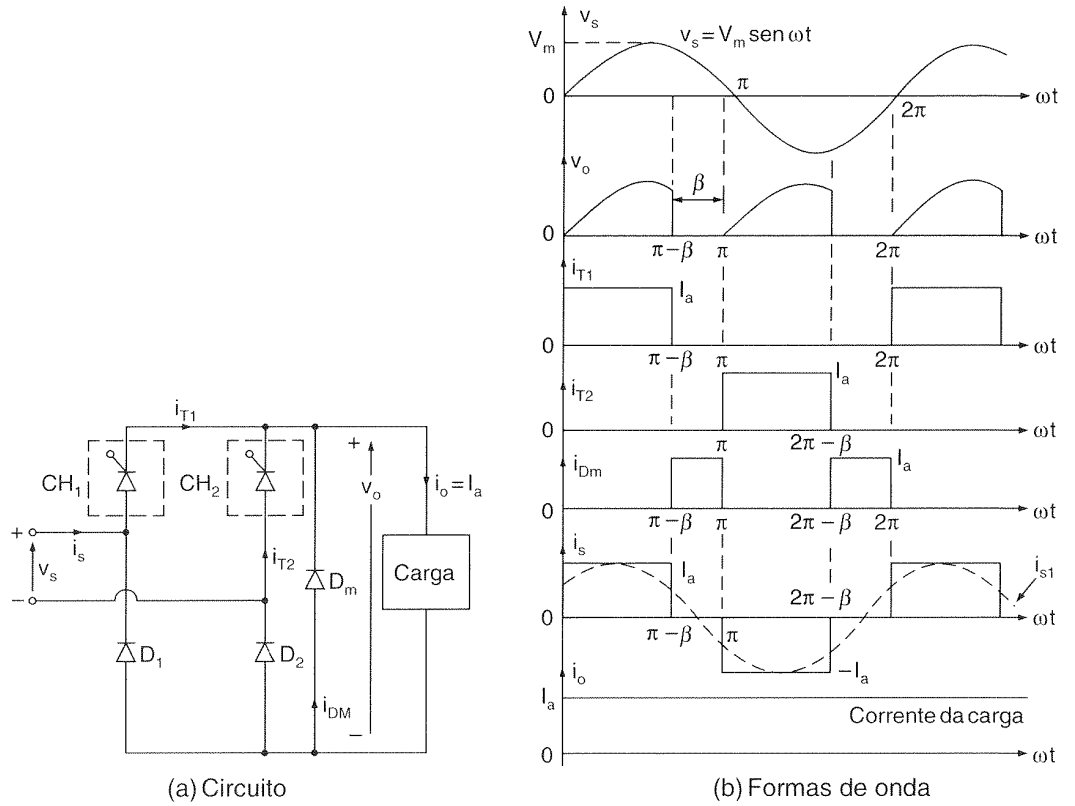
A Figura 5.13a mostra um conversor monofásico semicontrolado, onde os tiristores T_1 e T_2 são substituídos pelas chaves CH_1 e CH_2. As ações de chaveamento de CH_1 e CH_2 podem ser realizadas por tiristores de desligamento pelo gatilho (GTOs). As características dos GTOs são tais que um GTO pode ser disparado pela aplicação de um curto pulso positivo ao seu gatilho, como no caso dos tiristores normais, e pode ser desligado pela aplicação de um curto pulso negativo também ao seu gatilho.

Em um controle de ângulo de extinção, a chave CH_1 é ligada em $\omega t = 0$ e desligada através de comutação forçada em $\omega t = \pi - \beta$. A chave CH_2 é ligada em $\omega t = \pi$ e desligada em $\omega t = (2\pi - \beta)$. A tensão de saída é controlada através da variação do ângulo de extinção, β. A Figura 5.13b mostra as formas de onda para a tensão de entrada, tensão de saída, corrente de entrada e corrente através das chaves com tiristores. A componente fundamental da corrente de entrada se adianta da tensão de entrada e o fator de deslocamento (e fator de potência) é capacitivo. Em algumas aplicações essa característica pode ser desejável para simular uma carga capacitiva e para compensar as quedas da tensão da linha.

A tensão média de saída é encontrada a partir de

$$V_{\text{médio}} = \frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi - \beta} V_m \text{ sen } \omega t \, d(\omega t) = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \beta) \tag{5.66)}$$

Figura 5.13

Conversor monofásico semicontrolado com comutação forçada.

(a) Circuito (b) Formas de onda

e $V_{\text{médio}}$ pode ser variado de $2V_m/\pi$ a 0, variando-se β de 0 a π. A tensão eficaz de saída é dada por

$$V_{\text{rms}} = \left[\frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi - \beta} V_m^2 \operatorname{sen}^2 \omega t \, d(\omega t) \right]^{1/2} \tag{5.67}$$

$$= \frac{V_m}{\sqrt{2}} \left[\frac{1}{\pi} \left(\pi - \beta + \frac{\operatorname{sen} 2\beta}{2} \right) \right]^{1/2}$$

A Figura 5.14a mostra um conversor monofásico controlado, no qual os tiristores T_1, T_2, T_3 e T_4 são substituídos por chaves de comutação forçada CH_1, CH_2, CH_3 e CH_4. Cada chave conduz por 180°. As chaves CH_1 e CH_2 estão ambas ligadas de $\omega t = 0$ a $\omega t = \pi - \beta$ e fornecem alimentação para a carga durante o semiciclo positivo da tensão de entrada. Similarmente, as chaves CH_3 e CH_4 estão ambas ligadas de $\omega t = \pi$ a $\omega t = 2\pi - \beta$ e fornecem alimentação para a carga durante o semiciclo negativo da tensão de entrada. Para uma carga indutiva, o caminho de livre circulação para a corrente de carga tem de ser fornecido pelas chaves CH_1CH_4 ou CH_3CH_2. A seqüência de disparo seria 12, 14, 43 e 32. A Figura 5.14b mostra as formas de onda para a tensão de entrada, tensão de saída, corrente de entrada e corrente através das chaves. Cada chave

conduz por 180°, e esse conversor é operado como um circuito semicontrolado. A ação de livre circulação é conseguida através de duas chaves do mesmo ramo. As tensões de saída média e eficaz são expressas pelas Eqs. (5.66) e (5.67), respectivamente.

A performance dos conversores semicontrolados e controlados com controle do ângulo de extinção são similares às daqueles com controle do ângulo de fase, exceto que o fator de potência é capacitivo. No controle do ângulo de fase, o fator de potência é indutivo.

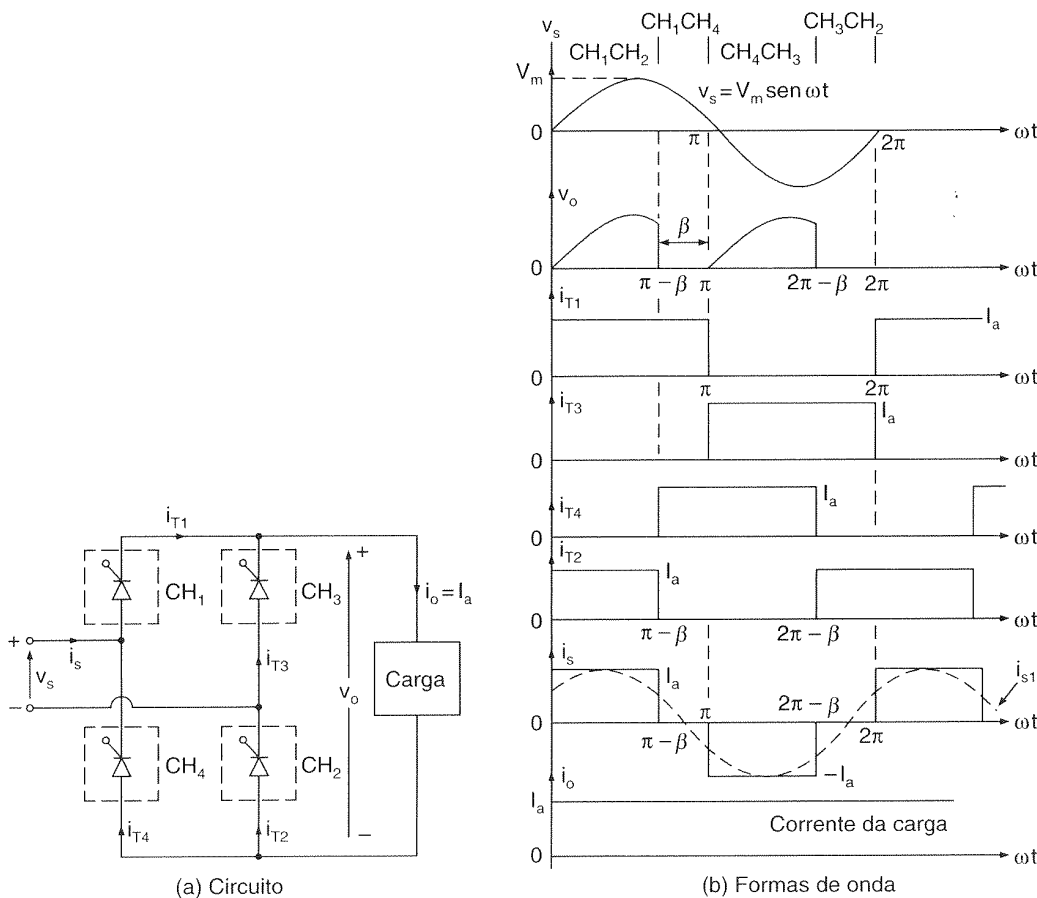



Figura 5.14

Conversor monofásico controlado com comutação forçada.

5.11.2 Controle Simétrico do Ângulo

O controle simétrico do ângulo permite a operação em um quadrante e a Figura 5.13a mostra um conversor monofásico semicontrolado com chaves de comutação forçada CH_1 e CH_2. A chave CH_1 é ligada em $\omega t = (\pi - \beta)/2$ e desligada em $\omega t = (\pi + \beta)/2$. A chave CH_2 é ligada em $\omega t = (3\pi - \beta)/2$ e desligada em $\omega t = (3\pi + \beta)/2$. A tensão de saída é controlada pela variação do ângulo de condução β. Os sinais de gatilho são gerados através da comparação de ondas triangulares com um sinal CC, como mostrado na Figura 5.15b. A Figura 5.15a mostra as formas de onda para a tensão de entrada,

tensão de saída, corrente de entrada e corrente através das chaves. A componente fundamental da corrente de entrada está em fase com a tensão de entrada e o fator de deslocamento é unitário. Portanto, o fator de potência é melhorado.

A tensão média de saída é encontrada a partir de

$$V_{\text{médio}} = \frac{2}{2\pi} \int_{(\pi-\beta)/2}^{(\pi+\beta)/2} V_m \text{ sen } \omega t \, d(\omega t) = \frac{2V_m}{\pi} \text{ sen } \frac{\beta}{2} \tag{5.68}$$

e $V_{\text{médio}}$ pode ser variado de $2V_m/\pi$ a 0 pela variação de β entre π e 0. A tensão eficaz de saída é dada por

$$V_{\text{rms}} = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{(\pi-\beta)/2}^{(\pi+\beta)/2} V_m^2 \text{ sen}^2 \omega t \, d(\omega t) \right]^{1/2} \tag{5.69}$$

$$= \frac{V_m}{\sqrt{2}} \left[\frac{1}{\pi} (\beta + \text{sen } \beta) \right]^{1/2}$$

Exemplo 5.13

O conversor monofásico controlado da Figura 5.14a é operado com um controle simétrico do ângulo. A corrente de carga com um valor médio de I_a é contínua, onde o conteúdo de ondulação é desprezível. (a) Expressar a corrente de entrada do conversor na série de Fourier e determinar o fator harmônico da corrente de entrada HF, o fator de deslocamento DF e o fator de potência de entrada PF. (b) Se o ângulo de condução for $\beta = \pi/3$ e a tensão máxima de entrada for $V_m = 169{,}83$ V, calcular $V_{\text{médio}}$, V_{rms}, HF, DF e PF.

Solução: (a) A forma de onda para a corrente de entrada é mostrada na Figura 5.15a e a corrente de entrada instantânea pode ser expressa na série de Fourier como

$$i_s(t) = I_{\text{médio}} + \sum_{n=1,2,\ldots}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \text{ sen } n\omega t)$$

onde

$$a_o = I_{\text{médio}} \frac{1}{2\pi} \left[\int_{(\pi-\beta)/2}^{(\pi+\beta)/2} I_a \, d(\omega t) - \int_{3\pi-\beta)/2}^{3\pi+\beta)/2} I_a \, d(\omega t) \right] = 0$$

$$a_o = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_s(t) \cos n\omega t \, d(\omega t) = 0$$

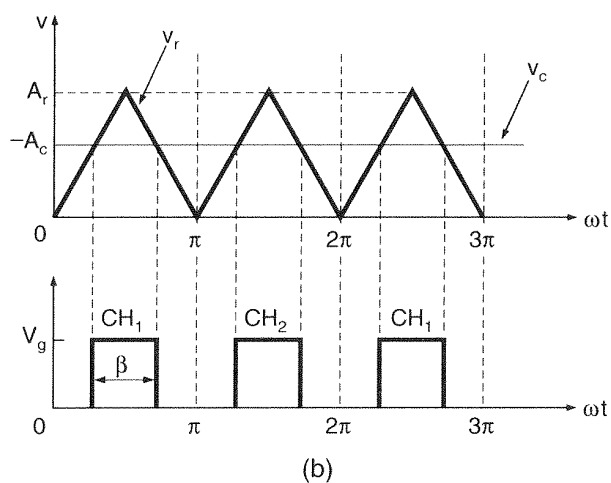
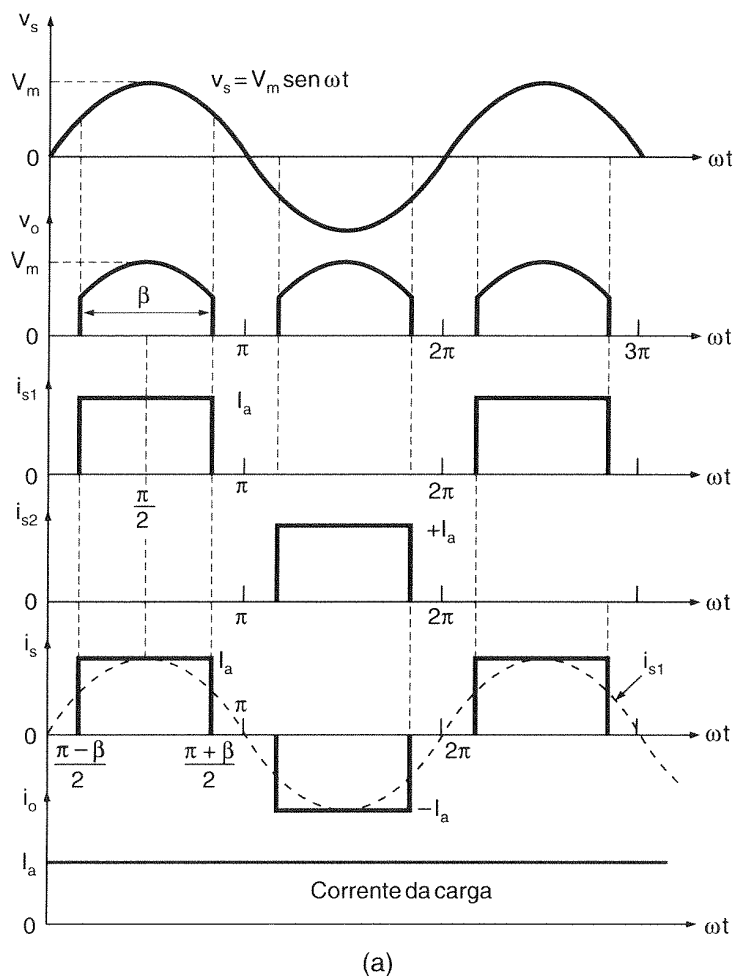



Figura 5.15

Controle simétrico do ângulo.

$$b_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} i_s(t)\,\text{sen}\, n\omega t\, d(\omega t) = \frac{4I_a}{n\pi}\,\text{sen}\,\frac{n\beta}{2} \qquad \text{para } n = 1, 3, \ldots$$

$$= 0 \qquad \text{para } n = 2, 4, \ldots$$

Como $I_{\text{médio}} = 0$, a corrente de entrada pode ser escrita como

$$i_s(t) = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \sqrt{2}\, I_a \operatorname{sen}(n\omega t + \phi_a) \tag{5.70}$$

onde

$$\phi_n = \tan^{-1} \frac{a_n}{b_n} = 0 \tag{5.71}$$

O valor eficaz do n-ésimo harmônico da corrente de entrada é dado como

$$I_{sn} = \frac{1}{\sqrt{2}} (a_n^2 + b_n^2)^{1/2} = \frac{2\sqrt{2}\, I_a}{n\pi} \operatorname{sen} \frac{n\beta}{2} \tag{5.72}$$

O valor eficaz da corrente fundamental é

$$I_{s1} = \frac{2\sqrt{2}\, I_a}{\pi} \operatorname{sen} \frac{\beta}{2} \tag{5.73}$$

A corrente eficaz de entrada é encontrada como

$$I_s = I_a \sqrt{\frac{\beta}{\pi}} \tag{5.74}$$

$$\text{HF} = \left[\left(\frac{I_s}{I_{s1}} \right)^2 - 1 \right]^{1/2} = \left[\frac{\pi\beta}{4(1 - \cos\beta)} - 1 \right]^{1/2} \tag{5.75}$$

$$\text{DF} = \cos \phi_1 = 1 \tag{5.76}$$

$$\text{PF} = \left(\frac{I_{s1}}{I_s} \right) \text{DF} = \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{\beta\pi}} \operatorname{sen} \frac{\beta}{2} \tag{5.77}$$

(b) $\beta = \pi/3$ e DF $= 1{,}0$. A partir da Eq. (5.68),

$$V_{\text{médio}} = \left(2 \times \frac{169{,}83}{\pi} \right) \operatorname{sen} \frac{\pi}{6} = 54{,}06 \text{ V}$$

A partir da Eq. (5.69),

$$V_{\text{rms}} = \frac{169{,}83}{\sqrt{2}} \left(\frac{\beta + \text{sen}\,\beta}{\pi} \right)^{1/2} = 93{,}72\text{ V}$$

$$I_{s1} = I_a \left(\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \right) \text{sen}\,\frac{\pi}{6} = 0{,}4502 I_a$$

$$I_s = I_a \sqrt{\frac{\beta}{\pi}} = 0{,}5774 I_a$$

$$\text{HF} = \left[\left(\frac{I_s}{I_{s1}} \right)^2 - 1 \right]^{1/2} = 0{,}803 \quad \text{ou} \quad 80{,}3\%$$

$$\text{PF} = \frac{I_{s1}}{I_s} = 0{,}7797 \text{ (indutivo)}$$

Nota: O fator de potência é melhorado significativamente e é até mesmo maior que o do conversor monofásico em série controlado da Figura 5.6a. Entretanto, o fator harmônico é aumentado.

5.11.3 Controle através da Modulação por Largura de Pulsos (PWM)

Se a tensão de saída dos conversores monofásicos semi ou totalmente controlados for controlada pela variação do ângulo de disparo, do ângulo de extinção ou do ângulo simétrico, haverá apenas um pulso por semiciclo da corrente de entrada do conversor, e como resultado o harmônico de mais baixa ordem será o terceiro. É difícil filtrar a corrente harmônica de ordem inferior. No controle da modulação por largura de pulsos (do inglês *pulse width modulation – PWM*), as chaves do conversor são ligadas e desligadas várias vezes durante um semiciclo e a tensão de saída é controlada pela variação da largura dos pulsos. Os sinais de gatilho são gerados através da comparação de uma onda triangular com um sinal CC, como mostrado na Figura 5.16b. A Figura 5.16a mostra a tensão de entrada, a tensão de saída e a corrente de entrada. Os harmônicos de ordem inferior podem ser eliminados ou reduzidos selecionando-se o número de pulsos por semiciclo. Entretanto, aumentando-se o número de pulsos aumenta-se também a amplitude dos harmônicos de ordem superior, que podem facilmente ser filtrados.

A tensão de saída e os parâmetros de performance do conversor podem ser determinados em duas etapas: (1) considerando apenas um par de pulsos tal que se um deles começar em $\omega t = \alpha_1$ e terminar em $\omega t = \alpha_1 + \delta_1$, o outro pulso comece em $\omega t = \pi + \alpha_1$ e termine em $\omega t = (\pi + \alpha_1 + \delta_1)$ e (2) combinando os efeitos de todos os pares. Se o m-ésimo pulso começa em $\omega t = \alpha_m$ e sua largura é δ_m, a tensão de saída média devido ao número p de pulsos é encontrada a partir de

$$V_{\text{médio}} = \sum_{m=1}^{p} \left[\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha_m}^{\alpha_m + \delta_m} V_m \text{ sen } \omega t \, d(\omega t) \right] \tag{5.78}$$

$$= \frac{V_m}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} [\cos \alpha_m - \cos (\alpha_m - \delta_m)]$$

Se a corrente de carga com um valor médio de I_a for contínua e tiver uma ondulação desprezível, a corrente instantânea de entrada pode ser expressa na série de Fourier como

$$i_s(t) = I_{\text{médio}} + \sum_{n=1, 3, \ldots}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \text{ sen } n\omega t) \tag{5.79}$$

Devido à simetria da forma de onda da corrente de entrada, não haverá harmônicos pares e $I_{\text{médio}}$ deverá ser zero, e os coeficientes da Eq. (5.79) serão

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_s(t) \cos n\omega t \, d(\omega t)$$

$$= \sum_{m=1}^{p} \left[\frac{1}{\pi} \int_{\alpha_m}^{\alpha_m + \delta_m} I_a \cos n\omega t \, d(\omega t) - \frac{1}{\pi} \int_{\pi + a_m}^{\pi + \alpha_m + \delta_m} I_a \cos n\omega t \, d(\omega t) \right] = 0$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_s(t) \text{ sen } n\omega t \, d(\omega t) \tag{5.80}$$

$$= \sum_{m=1}^{p} \left[\frac{1}{\pi} \int_{\alpha_m}^{\alpha_m + \delta_m} I_a \text{ sen } n\omega t \, d(\omega t) - \frac{1}{\pi} \int_{\pi + \alpha_m}^{\pi + \alpha_m + \delta_m} I_a \text{ sen } n\omega t \, d(\omega t) \right]$$

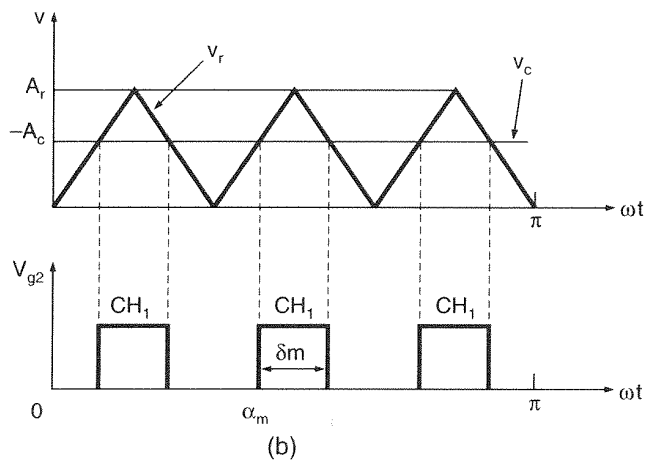
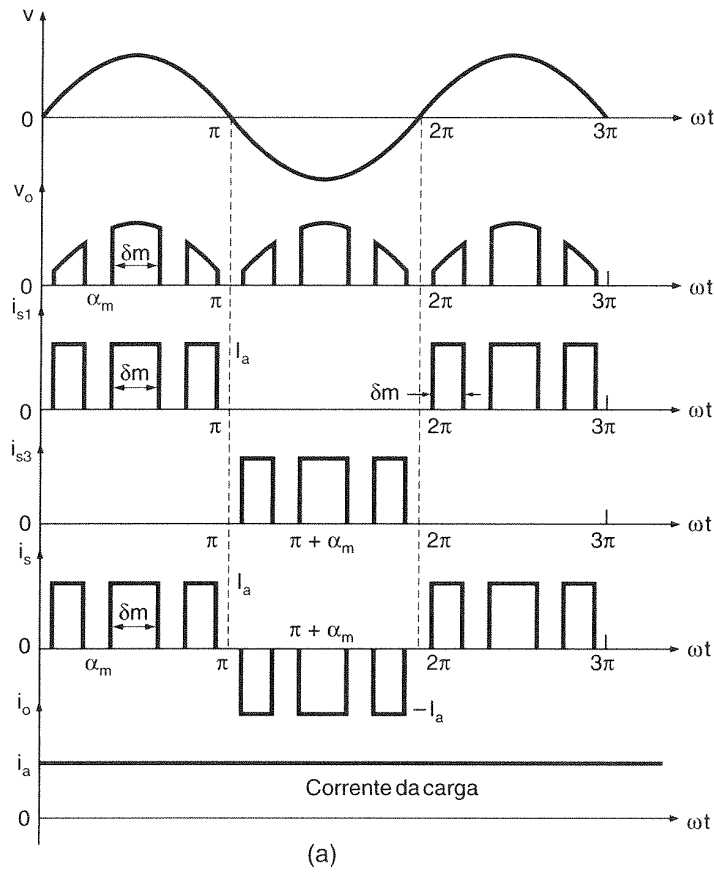



Figura 5.16

Controle através da modulação por largura de pulsos.

$$= \frac{2I_a}{n\pi} \sum_{m=1}^{p} [\cos n\alpha_m - \cos n(\alpha_m + \delta_m)] \qquad \text{para } n = 1, 3, 5, \ldots$$

A Eq. (5.79) pode ser reescrita como

$$i_S(t) = \sum_{n=1,3,\ldots}^{\infty} \sqrt{2}\, I_n \text{ sen}(n\omega t + \phi_n) \tag{5.81}$$

onde $\phi_n = \tan^{-1}(a_n/b_n) = 0$ e $I_n = (a_n^2 + b_n^2)^{1/2}/\sqrt{2} = b_n/\sqrt{2}$.

5.11.4 Modulação por Largura de Pulsos Senoidal

As larguras dos pulsos podem ser variadas para controlar a tensão de saída. Se houver p pulsos por semiciclo com largura igual, a largura máxima de um pulso será π/p. Entretanto, as larguras dos pulsos podem ser diferentes. É possível escolher as larguras dos pulsos de tal forma que certos harmônicos podem ser eliminados. Há diferentes métodos para variar as larguras dos pulsos e a mais comum é a modulação por largura de pulsos senoidal (do inglês *sinusoidal pulse width modulation – SPWM*). No controle PWM senoidal, como mostrado na Figura 5.17, as larguras dos pulsos são geradas através da comparação de uma tensão de referência triangular v_r de amplitude A_r e freqüência f_r com uma portadora de tensão senoidal retificada v_r de amplitude variável A_c e freqüência $2f_S$. A tensão senoidal v_c está em fase com a tensão de fase de entrada v_s e tem o dobro da freqüência da rede de alimentação f_S. As larguras dos pulsos (e a tensão de saída) são variadas alterando-se a amplitude A_c ou o índice de modulação M de 0 a 1. O *índice de modulação* é definido como

$$M = \frac{A_c}{A_r} \tag{5.82}$$

No controle PWM senoidal, o fator de deslocamento é unitário e o fator de potência é melhorado. Os harmônicos de ordem inferior são eliminados ou reduzidos. Por exemplo, com quatro pulsos por semiciclo, o harmônico de ordem mais baixa é o quinto; e com seis pulsos por semiciclo, o harmônico de ordem mais baixa é o sétimo. Programas de computadores podem ser utilizados para avaliar as performances dos controles PWM uniforme e senoidal, respectivamente.

5.12 PROJETO DE CIRCUITOS CONVERSORES

O projeto de circuitos conversores requer a determinação de valores nominais (ou especificações) dos tiristores e diodos. Os tiristores e diodos são especificados através da corrente média, corrente eficaz, corrente máxima e máxima tensão inversa. No caso de retificadores controlados, as correntes nominais dos dispositivos dependem do controle do ângulo de disparo (ou de seu atraso). Os valores nominais dos dispositivos de potência devem ser calculados sob condições do pior caso, e isto ocorre quando os conversores entregam a máxima tensão média de saída V_{dm}.

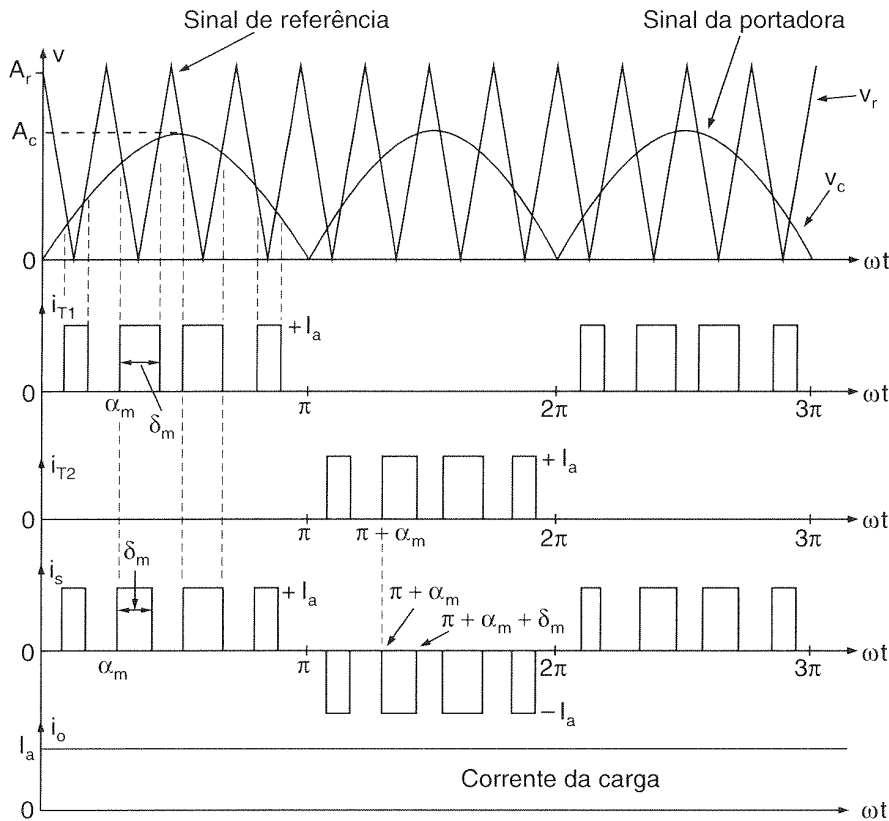



Figura 5.17

Controle da largura de pulsos senoidal.

A saída dos conversores contém harmônicos que dependem do ângulo de disparo e a condição do pior caso geralmente ocorre quando a tensão de saída é mínima. Os filtros de entrada e saída devem ser projetados sob a condição de tensão de saída mínima. As etapas envolvidas no projeto de conversores e filtros são similares àquelas do projeto de circuitos retificadores na Seção 3.13.

Exemplo 5.14

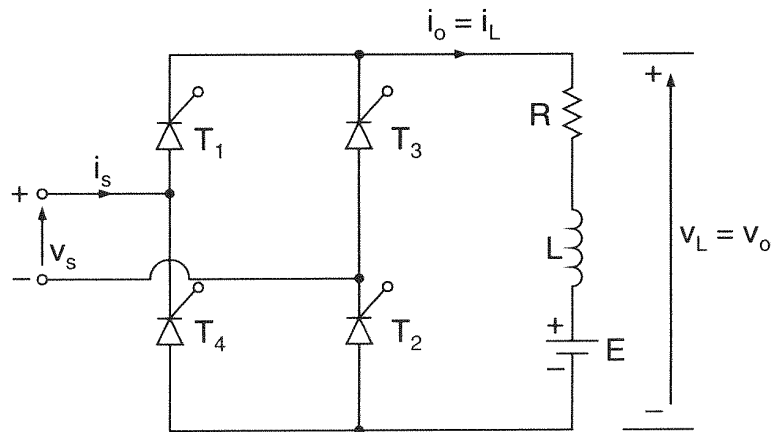
Um retificador trifásico controlado é operado a partir de uma rede trifásica de 230 V, 60 Hz. A carga é altamente indutiva e a corrente média da carga é I_a = 150 A com conteúdo de ondulação desprezível. Se o ângulo de disparo for $\alpha = \pi/3$, determinar as especificações dos tiristores.

Solução: As formas de onda para as correntes do tiristor são mostradas na Figura 5.10b. $V_s = 230/\sqrt{3} = 132{,}79$ V, $V_m = 187{,}79$ V e $\alpha = \pi/3$. Da Eq. (5.57), $V_{\text{médio}} = 3\,(\sqrt{3}/\pi) \times 187{,}79 \times \cos(\sqrt{3}s/3) = 155{,}3$ V. A potência de saída $P_{\text{médio}} = 155{,}3 \times 150 = 23295$ W. A corrente média através de um dos tiristores é $I_A = 150/3 = 50$ A. A corrente eficaz através de um dos tiristores $I_R = 150\,\sqrt{2/6} = 86{,}6$ A. A corrente máxima através de um dos tiristores é $I_{PT} = 150$ A. A máxima tensão inversa é a amplitude máxima da tensão de linha ou PIV $= \sqrt{3}\ V_m = \sqrt{3} \times 187{,}79 = 325{,}27$ V.

Exemplo 5.15

Um conversor monofásico controlado, como mostrado na Figura 5.18a, utiliza um controle do ângulo de disparo e é alimentado a partir de uma rede de 120 V, 60 Hz. (a) Utilizar o método da série de Fourier para obter as expressões para a tensão de saída $v_o(t)$ e corrente de carga $i_o(t)$ em função do ângulo de disparo α. (b) Se $\alpha = \pi/3$, $E = 10$ V, $L = 20$ mH e $R = 10\ \Omega$, determinar o valor eficaz da corrente harmônica de mais baixa ordem na carga. (c) Se na letra (b) um capacitor de filtro for conectado à carga, determinar o seu valor para reduzir a corrente harmônica de mais baixa ordem para 10% do valor sem o capacitor. (d) Utilizar PSpice para plotar a tensão de saída e a corrente de carga e para computar a distorção harmônica total (THD) da corrente de carga e o fator de potência de entrada (PF) com o capacitor de filtro de saída na letra (c).

Figura 5.18

Conversor monofásico controlado com carga *RL*.

Solução: (a) A forma de onda para a tensão de saída é mostrada na Figura 5.3c. A freqüência da tensão de saída é o dobro daquela da rede de alimentação. A tensão instantânea de saída pode ser expressa na série de Fourier como

$$v_o(t) = V_{\text{médio}} + \sum_{n=2,4,\ldots}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \,\text{sen}\, n\omega t) \tag{5.83}$$

onde

$$V_{\text{médio}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{2\pi+\alpha} V_m \,\text{sen}\, \omega t \, d(\omega t) = \frac{2V_m}{\pi} \cos\alpha$$

$$a_n = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_m \,\text{sen}\, \omega t \cos n\omega t \, d(\omega t) = \frac{2V_m}{\pi} \left[\frac{\cos(n+1)\alpha}{n+1} - \frac{\cos(n-1)\alpha}{n-1} \right]$$

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_m \,\text{sen}\, \omega t \,\text{sen}\, n\omega t \, d(\omega t) = \frac{2V_m}{\pi} \left[\frac{\text{sen}(n+1)\alpha}{n+1} - \frac{\text{sen}(n-1)\alpha}{n-1} \right]$$

A impedância da carga é

$$Z = R + j\,(n\omega L) = [R^2 + (nwL)^2]^{1/2} \;\underline{/\theta n}$$

e $\theta = \tan^{-1}(n\omega L/R)$. Dividindo $v_o(t)$ da Eq. (5.83) pela impedância da carga Z e simplificando os termos de senos e cossenos obtém-se a corrente instantânea da carga como

$$i_o(t) = I_{\text{médio}} + \sum_{n=2,4,\ldots}^{\infty} \sqrt{2}\, I_n \operatorname{sen}(n\omega t + \phi_n - \theta_n) \tag{5.84}$$

onde $I_{\text{médio}} = (V_{\text{médio}} - E)/R$, $\phi_n = \tan^{-1}(a_n/b_n)$, e

$$I_n = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{(a_n^2 + b_n^2)^{1/2}}{\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}}$$

(b) Se $\alpha = \pi/3$, $E = 10$ V, $L = 20$ mH, $R = 10\ \Omega$, $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s, $V_m = \sqrt{2} \times 120 = 169{,}71$ V e $V_{\text{médio}} = 54{,}02$ V.

$$I_{\text{médio}} = \frac{54{,}02 - 10}{10} = 4{,}40\ \text{A}$$

$$a_1 = -0{,}833,\; b_1 = -0{,}866,\; \phi_1 = 223{,}9^\circ,\; \theta_1 = 56{,}45^\circ$$

$$a_2 = 0{,}433,\; b_2 = -0{,}173,\; \phi_2 = 111{,}79^\circ,\; \theta_2 = 71{,}65^\circ$$

$$a_3 = -0{,}029,\; b_3 = 0{,}297,\; \phi_3 = -5{,}5^\circ,\; \theta_2 = 77{,}53^\circ$$

$$i_s(t) = 4{,}4 + \frac{2V_m}{\pi[R^2 + (n\omega L)^2]^{1/2}} [1{,}2 \operatorname{sen}(2\omega t + 223{,}0^\circ - 56{,}45^\circ)$$

$$+ 0{,}47 \operatorname{sen}(4\omega t + 111{,}79^\circ - 71{,}65^\circ) + 0{,}3 \operatorname{sen}(6\omega t - 5{,}5^\circ - 77{,}53^\circ) + \ldots]$$

$$= 4{,}4 + \frac{2 \times 169{,}71}{\pi[10^2 + (7{,}54n)^2]^{1/2}} [1{,}2 \operatorname{sen}(2\omega t + 167{,}45^\circ)$$

$$+ 0{,}47 \operatorname{sen}(4\omega t + 40{,}14^\circ) + 0{,}3 \operatorname{sen}(6\omega t - 80{,}03^\circ) + \ldots] \tag{5.85}$$

O segundo harmônico é o de mais baixa ordem e seu valor eficaz é

$$I_2 = \frac{2 \times 169{,}71}{\pi[10^2 + (7{,}54 \times 2)^2]^{1/2}} \left(\frac{1{,}2}{\sqrt{2}}\right) = 5{,}07\ \text{A}$$

(c) A Figura 5.19 mostra o circuito equivalente para os harmônicos. Utilizando a regra do divisor de corrente, a corrente harmônica através da carga é dada por

$$\frac{I_h}{I_n} = \frac{1/(n\omega C)}{\{[R^2 + [n\omega L - 1/(n\omega C)]^2\}^{1/2}}$$

Para $n = 2$ e $\omega = 377$,

$$\frac{I_h}{I_n} = \frac{1/(2 \times 377C)}{\{10^2 + [2 \times 7{,}54 - 1/(2 \times 377C)]^2\}^{1/2}} = 0{,}1$$

e isso dá $C = -670\,\mu F$ ou $793\,\mu F$. Assim $C = 793\,\mu F$.

(d) A tensão máxima da rede de alimentação é $V_m = 169{,}7$ V. Para $\alpha_1 = 60°$, o tempo de atraso $t_1 = (60/360) \times (1000/60 \text{ Hz}) \times 1000 = 2777{,}78\ \mu s$ e o tempo de atraso $t_2 = (240/360) \times (1000/60 \text{ Hz}) \times 1000 = 11111{,}1\ \mu s$. O circuito conversor monofásico controlado para simulação em PSpice é mostrado na Figura 5.20a. As tensões de gatilho V_{g1}, V_{g2}, V_{g3} e V_{g4} para os tiristores são mostradas na Figura 5.20b. A definição do subcircuito para o modelo de tiristor SCR encontra-se na Seção 4.14.

Figura 5.19

Circuito equivalente para os harmônicos.

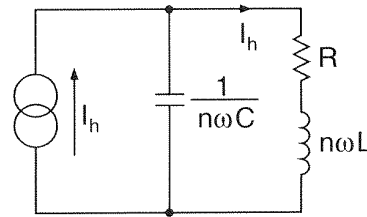
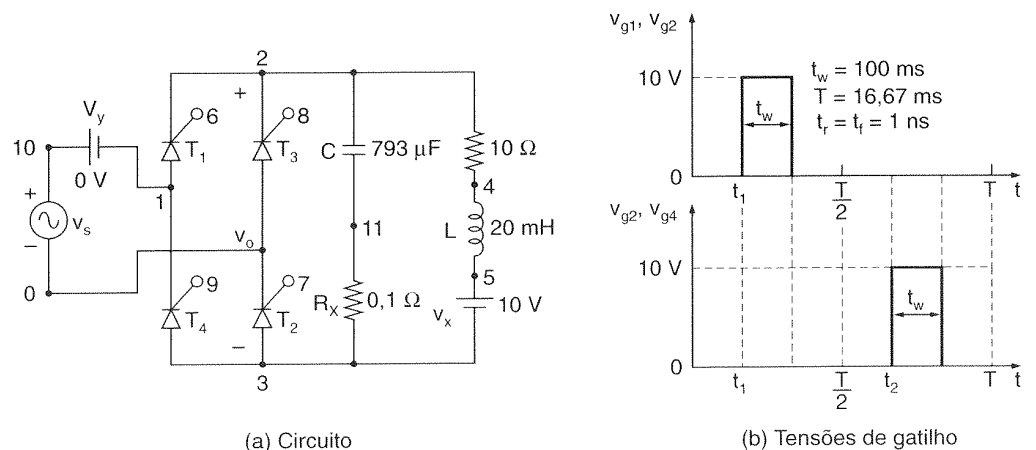



Figura 5.20

Conversor monofásico controlado para simulação PSpice.

(a) Circuito

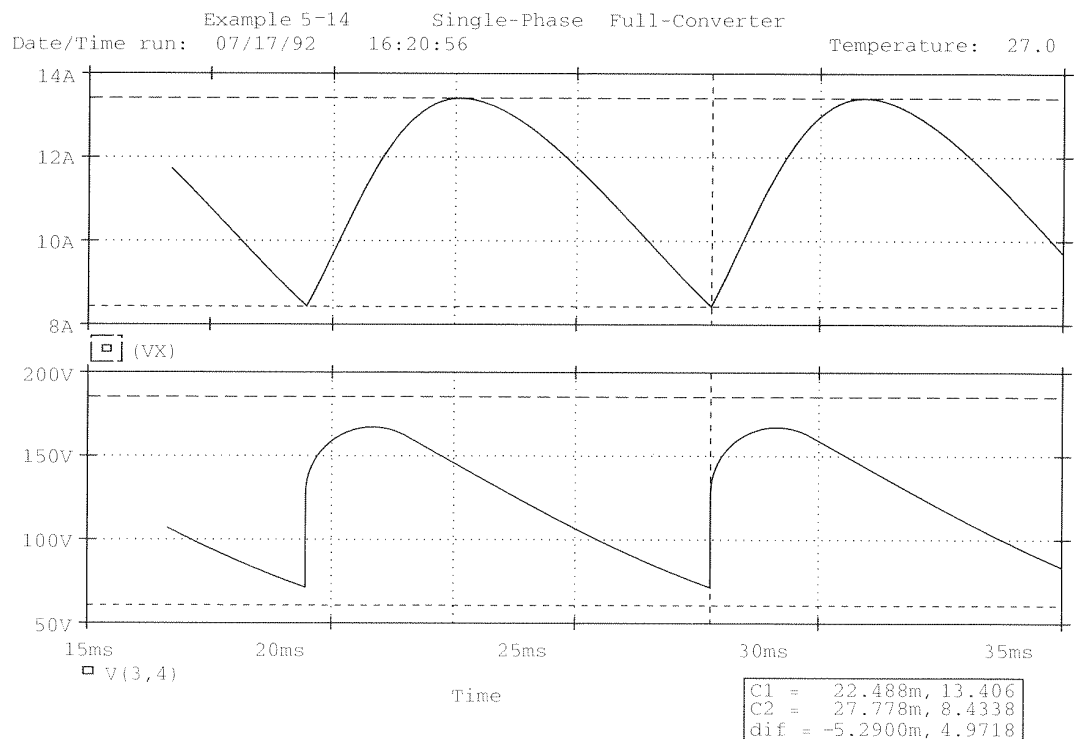
(b) Tensões de gatilho

A listagem do arquivo do circuito é a que se segue:

```
Example 5-15   Single-Phase Full Converter

VS      10    0    SIN  (0   169.7V   60HZ)
Vg1      6    0    PULSE     (0V 10V  2777. 8US 1NS 1NS 100US 16666. 7US)
```

```
Vg2      7   0    PULSE     (0V 10V  2777. 8US 1NS 1NS 100US 16666. 7US)
Vg3      8   0    PULSE     (0V 10V 11111. 1US 1NS 1NS 100US 16666. 7US)
Vg4      9   0    PULSE     (0V 10V 11111. 1US 1NS 1NS 100US 16666. 7US)
R        2   4    10
L        4   5    20MH
C        2  11    793UF
RX      11   3    0.1       ; Added to help convergence
VX       5   3    DC   10V  ; Load battery voltage
VY      10   1    DC   0V   ; Voltage source to measure supply current
*   Subcircuit calls for thyristor model
XT1      1   2    6    2    SCR        ; Thyristor T1
XT3      0   2    8    2    SCR        ; Thyristor T3
XT2      3   0    7    0    SCR        ; Thyristor T2
XT4      3   1    0    9    SCR        ; Thyristor T4

*   Subcircuit SCR which is missing must be inserted
.TRAN  10US  35MS  16.67MS             ; Transient analysis
.PROBE                                 ; Graphics postprocessor
.options abstol = 1.00u reltol = 1.0 m  vntol = 0.1 ITL5=10000
.FOUR  120HZ  I (VX)                   ; Fourier analysis
. END
```

As plotagens PSpice da tensão de saída V(2,3) e da corrente de carga I(VX) são mostradas na Figura 5.21.

Figura 5.21

Plotagens PSpice para o Exemplo 5.14.

Os componentes de Fourier da corrente de carga são:

```
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I (VX)
DC COMPONENT = 1.147163E+01
HARMONIC FREQUENCY  FOURIER     NORMALIZED     PHASE      NORMALIZED
  NO       (HZ)     COMPONENT   COMPONENT      (DEG)      PHASE (DEG)
   1    1. 200E+02  2. 136E+00  1. 000E+00  -1. 132E+02   0. 000E+00
   2    2. 400E+02  4. 917E+01  2. 302E+01   1. 738E+02   2. 871E+02
   3    3. 600E+02  4. 823E+01  8. 533E+02   1. 199E+02   2. 332E+02
   4    4. 800E+02  9. 933E+02  4. 650E+02   7. 794E+01   1. 912E+02
   5    6. 000E+02  7. 140E+02  3. 342E+02   2. 501E+01   1. 382E+02
   6    7. 200E+02  4. 339E+02  2. 031E+02  -3. 260E+01   8. 063E+01
   7    8. 400E+02  2. 642E+02  1. 237E+02  -7. 200E+01   4. 123E+01
   8    9. 600E+02  2. 248E+02  1. 052E+02  -1. 126E+02   6. 192E+01
   9    1. 080E+03  2. 012E+02  9. 420E+03  -1. 594E+02  -4. 617E+01
TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2. 535750E+01 PERCENT
```

Para encontrar o fator de potência de entrada, é necessário encontrar os componentes de Fourier da corrente de entrada, que são os mesmos da corrente através da fonte VY.

```
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I (VY)
DC COMPONENT = 1.013355E-02
HARMONIC FREQUENCY     FOURIER     NORMALIZED      PHASE      NORMALIZED
  NO       (HZ)        COMPONENT   COMPONENT       (DEG)      PHASE (DEG)
  1      6. 000E+01   2. 202E+01  1. 000E+00   5. 801E+00   0. 000E+00
  2      1. 200E+02   2. 073E-02  9. 415E-04   4. 033E+01  -1. 768E+01
  3      1. 800E+02   1. 958E+01  8. 890E-01  -3. 935E+00  -6. 194E+01
  4      2. 400E+02   2. 167E-02  9. 841E-04  -1. 159E+01  -6. 960E+01
  5      3. 000E+02   1. 613E+01  7. 323E-01  -5. 968E+01  -1. 177E+02
  6      3. 600E+02   2. 218E-02  1. 007E-03  -6. 575E+01  -1. 238E+02
  7      4. 200E+02   1. 375E+01  6. 243E-01  -1. 077E+02  -1. 657E+02
  8      4. 800E+02   2. 178E-02  9. 891E-04  -1. 202E+02  -1. 783E+02
  9      5. 400E+02   1. 317E+01  5. 983E-01  -1. 542E+02  -2. 122E+02
TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.440281E+02 PERCENT
```

Distorção harmônica total da corrente de entrada, THD = 144% = 1,44.

Ângulo de deslocamento, $\phi_1 = 58{,}01^\circ$.

Fator de deslocamento, DF = $\cos \phi_1 = \cos(-58{,}01) = 0{,}53$ (indutivo).

$$\text{PF} = \frac{I_{s1}}{I_s}\cos\phi_1 = \frac{1}{[1 + (\%\text{THD}/100)^2]^{1/2}}\cos\phi_1 \tag{5.86}$$

$$= \frac{1}{(1 + 1{,}44^2)^{1/2}} \times 0{,}53 = 0{,}302 \text{ (indutivo)}$$

Notas:

1. As análises acima são válidas apenas se o ângulo de disparo for maior que α, que é dado por

$$\alpha_0 = \text{sen}^{-1} \frac{E}{V} = \text{sen}^{-1} \frac{10}{169{,}71} = 3{,}38°$$

2. Devido ao capacitor de filtro C, um elevado pico de corrente de carga flui a partir da fonte e o THD da corrente de entrada tem um valor elevado de 144%.

3. Sem o capacitor C, a corrente de carga torna-se descontínua, a corrente de carga máxima de segundo harmônico é $i_{2(\text{pico})} = 5{,}845$ A, $I_{\text{médio}}$ é 6,257 A, o THD da corrente de carga é 14,75% e o THD da corrente de entrada é 15,66%.

4. Normalmente é utilizado um filtro LC para limitar o pico de corrente da rede de alimentação, conforme é ilustrado no Exemplo 5.15.

Exemplo 5.16

O circuito equivalente do conversor monofásico controlado com um filtro LC é mostrado na Figura 5.22a. A tensão de entrada é 120 V (*rms*), 60 Hz. O ângulo de disparo é $\alpha = \pi/3$. A tensão de saída CC é $V_{\text{médio}} = 100$ V a $I_{\text{médio}} = 10$ A. Determinar os valores da indutância L_e, do β e da corrente eficaz do indutor I_{rms}.

Solução: $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s, $V_{\text{médio}} = 100$ V, $V_s = 120$ V, $V_m = \sqrt{2} \times 120 = 169{,}7$ V, $V_{\text{médio}} = 100$ V. A relação de tensão $x = V_{\text{médio}}/V_m = 100/169{,}7 = 58{,}93\%$. Supor que o valor do capacitor C_e seja muito grande, de tal forma que sua tensão seja livre de ondulação com um valor médio de $V_{\text{médio}}$. L_e é a indutância total incluindo a da fonte ou rede. Se $V_{\text{médio}}$ for menor que V_m e o tiristor T for disparado em $\omega t = \alpha > \alpha_0$, a corrente da carga i_L começará a fluir. Para $v_s = V_{\text{médio}} = V_m \text{ sen } \alpha_0$, α_0 é dado por

$$\alpha_0 = \text{sen}^{-1} \frac{V_{\text{médio}}}{V_m} \text{ sen}^{-1} x = 36{,}1°$$

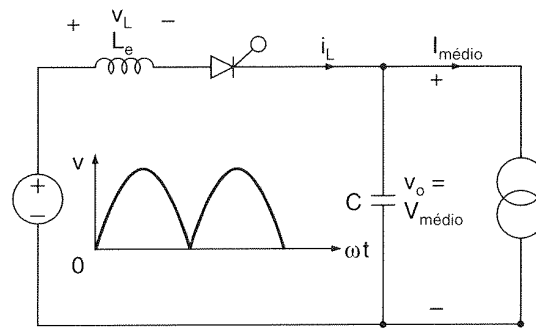
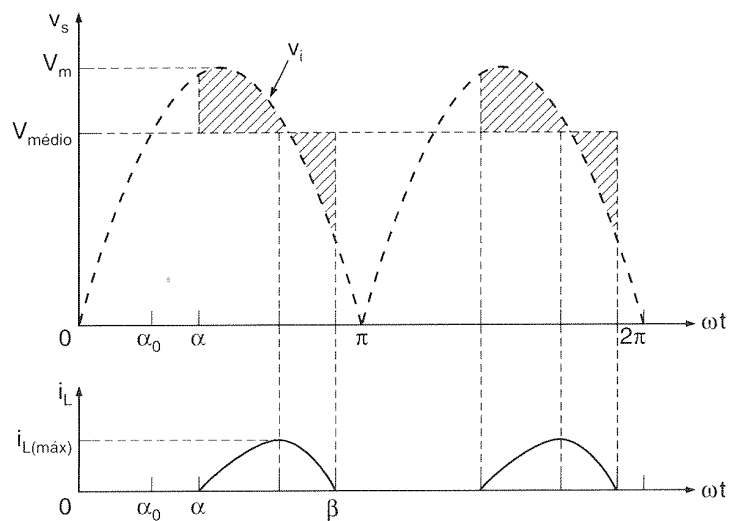
Utilizando a Eq. (3.103), a corrente de carga i_L é dada por

$$i_L = \frac{V_m}{\omega L_e} (\cos\alpha - \cos\omega t) - \frac{V_{\text{médio}}}{\omega L_e} (\omega t - \alpha) \qquad \text{para } \omega t \geq \alpha \tag{5.87}$$

O valor de $\omega t = \beta$ no qual a corrente de carga i_L cai a zero pode ser encontrado a partir da condição $i_L(\omega t = \beta) = 0$. Isto é,

$$\cos\alpha - \cos\beta - x(\beta - \alpha) = 0 \tag{5.88}$$

Figura 5.22

Circuito equivalente com filtro *LC*.

(a) Circuito

(b) Formas de onda

A resolução da Eq. (5.88) para β, por iteração, dá β = 97°. Com a utilização da Eq. (3.105), obtém-se a relação normalizada da corrente média, $I_{médio}/I_{pico}$ = 1,865%. Assim $I_{pico} = I_{médio}/0{,}01865 = 536{,}2$ A. O valor necessário de indutância é

$$L_e = \frac{V_m}{\omega I_{pico}} = \frac{169{,}7}{377 \times 536{,}2} = 0{,}84 \text{ mH}$$

Com a utilização da Eq. (3.106), obtém-se a relação normalizada da corrente eficaz I_{rms}/I_{pico} = 4,835%. Assim $I_{rms} = 0{,}04835 \times I_{pico} = 0{,}04835 \times 536{,}2 = 25{,}92$ A.

5.13 EFEITOS DAS INDUTÂNCIAS DA CARGA E DA FONTE

Pode ser notado a partir da Eq. (5.85) que os harmônicos da corrente de carga dependem das indutâncias desta. No Exemplo 5.10 o fator de potência de entrada é calculado para uma carga puramente resistiva e no Exemplo 5.11 para uma carga altamente indutiva. Pode-se também notar que o fator de potência de entrada depende do fator de potência da carga.

Nas obtenções das tensões de saída e dos critérios de performance dos conversores, supôs-se que a fonte (rede de alimentação) não tinha indutâncias e resistências. Normalmente os valores das resistências da linha (rede) são pequenos e podem ser desprezados. A quantidade de queda de tensão devido às indutâncias da fonte é igual à dos retificadores e não muda por causa do controle de fase. A Eq. (3.107) pode ser aplicada para calcular a queda de tensão devido à reatância de comutação da linha L_c. Se todas as indutâncias da linha forem iguais, a Eq. (3.110) dá a queda de tensão como $V_{6x} = 6fL_cI_{\text{médio}}$ para um conversor trifásico controlado.

A queda de tensão não é dependente do ângulo de disparo α_1 sob operação normal. Entretanto, o ângulo de comutação μ (ou de sobreposição) variará com o ângulo de disparo. À medida que o ângulo de disparo é aumentado, o ângulo de comutação torna-se menor. Isso é ilustrado na Figura 5.23. A integral da tensão no tempo, como mostrado nas áreas hachuradas, é igual a $I_{\text{médio}}L_c$ e é independente das tensões. À medida que a tensão de fase de comutação aumenta, o tempo necessário para comutar torna-se menor, mas os "volt-segundos" permanecem os mesmos.

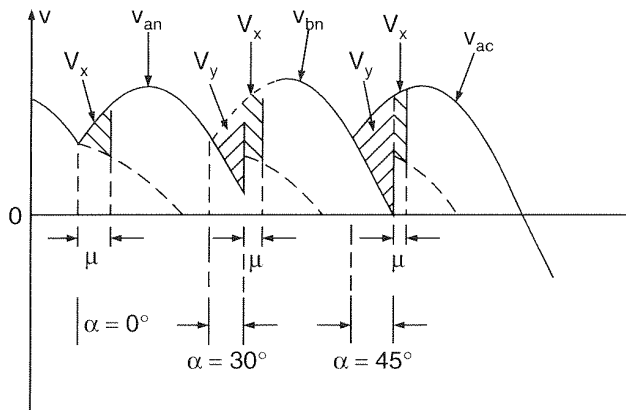



Figura 5.23

Relação entre ângulos de disparo e de comutação.

Se V_x for a queda de tensão média por comutação devido à sobreposição e V_y a redução de tensão média devido ao controle do ângulo de fase, a tensão média de saída para um ângulo de disparo de α será

$$V_{\text{médio}}(\alpha) = V_{\text{médio}}(\alpha = 0) - V_y = V_{dm} - V_y \tag{5.89}$$

e

$$V_y = V_{dm} - V_{\text{médio}}(\alpha) \tag{5.90}$$

onde V_{dm} = máxima tensão média de saída possível. A tensão média de saída com o ângulo de comutação μ e duas comutações é

$$V_{\text{médio}}(\alpha + \mu) = V_{\text{médio}}(\alpha = 0) = 2V_x - V_y = V_{dm} - 2V_x - V_y \qquad (5.91)$$

Substituindo V_y da Eq. (5.90) na Eq. (5.91) pode-se escrever a queda de tensão devido à comutação como

$$2V_x = 2f_x I_{\text{médio}} L_c = V_{\text{médio}}(\alpha) - V_{\text{médio}}(\alpha + \mu) \qquad (5.92)$$

O ângulo de comutação μ pode ser determinado a partir da Eq. (5.92) para valores conhecidos de corrente de carga $I_{\text{médio}}$, indutância de comutação L_c e ângulo de disparo α. Deve ser notado que a Eq. (5.92) é aplicável apenas para o conversor monofásico controlado.

Exemplo 5.17

Um conversor trifásico controlado é alimentado a partir de uma rede trifásica de 230 V, 60 Hz. A corrente de carga é contínua e tem conteúdo de ondulação desprezível. Se a corrente média da carga $I_{\text{médio}} = 150$ A e a indutância de comutação $L_c = 0{,}1$ mH, determinar o ângulo de comutação quando (a) $\alpha = 10°$, (b) $\alpha = 30°$ e (c) $\alpha = 60°$.

Solução: $V_m = \sqrt{2} \times 230/3\ \sqrt{3} = 187{,}79$ V e $V_{dm} = 3\sqrt{3}\ V_m/\pi = 310{,}61$ V. A partir da Eq. (5. 57), $V_{\text{médio}}(\alpha) = 310{,}6 \cos\alpha$ e

$$V_{\text{médio}}(\alpha + \mu) = 310{,}61 \cos(\alpha + \mu)$$

Para um conversor trifásico, a Eq. (5.92) pode ser modificada para

$$6V_x = 6f_s I_{\text{médio}} L_c = V_{\text{médio}}(\alpha) - V_{\text{médio}}(\alpha + \mu)$$

$$6 \times 60 \times 150 \times 0{,}1 \times 10^{-3} = 310{,}61[\cos\alpha - \cos(\alpha - \mu)] \qquad (5.93)$$

(a) Para $\alpha = 10°$, $\mu = 4{,}66°$.

(b) Para $\alpha = 30°$, $\mu = 1{,}94°$.

(c) Para $\alpha = 60°$, $\mu = 1{,}14°$.

Exemplo 5.18

A corrente de manutenção dos tiristores no conversor monofásico controlado da Figura 5.3a é I_H = 500 mA e o tempo de atraso é t_d = 1,5 μs. O conversor é alimentado a partir de uma rede de 120 V, 60 Hz e tem uma carga de L = 10 mH e R = 10 Ω. O conversor é operado com um ângulo de disparo de $\alpha = 30°$. Determinar o valor mínimo da largura do pulso de gatilho, t_G.

Solução: I_H = 500 mA = 0,5 A, t_d = 1,5 μs, $\alpha = 30° = \pi/6$, L = 10 mH e R = 10 Ω. O valor instantâneo da tensão de entrada é $v_s(t) = V_m \text{ sen } \omega t$, onde $V_m = \sqrt{2} \times 120 = 169{,}7$ V.

Em $\omega t = \alpha$,

$$V_1 = v_s(\omega t = \alpha) = 169{,}7 \times \text{sen } \frac{\pi}{6} = 84{,}85 \text{ V}$$

A taxa de crescimento da corrente de anodo di/dt no instante do disparo é de aproximadamente

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_1}{L} = \frac{84{,}85}{10 \times 10^{-3}} = 8485 \text{ A/s}$$

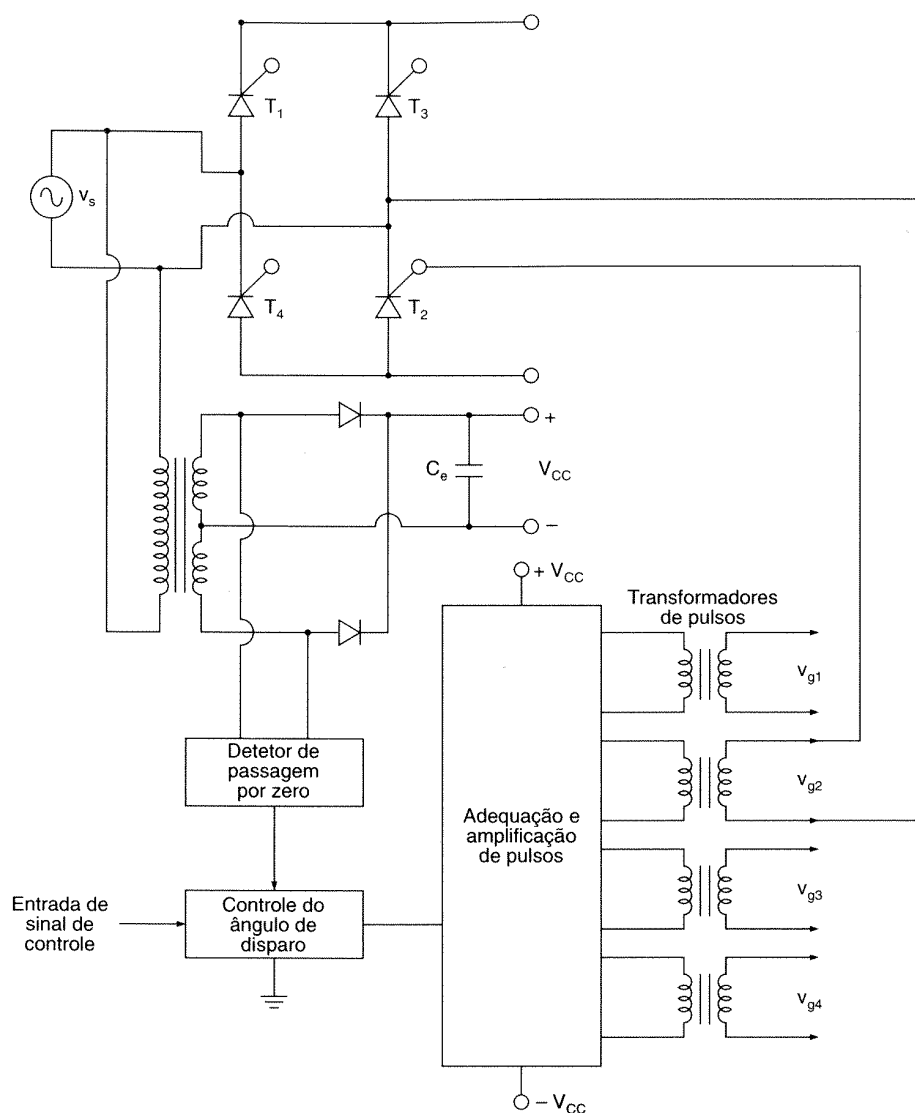
Se o di/dt for considerado constante por um curto intervalo de tempo após a aplicação do sinal no gatilho, o tempo t_1 necessário para a corrente de anodo crescer até o nível da corrente de manutenção é calculado a partir da expressão $t_1 \times (di/dt) = I_H$ ou $t_1 \times 8485 = 0{,}5$, e isso dá $t_1 = 0{,}5/8485$ = 58,93 μs. Portanto, a largura mínima do pulso de gatilho é

$$t_G = t_1 + t_d = 58{,}93 + 1{,}5 = 60{,}43 \,\mu\text{s}$$

5.14 CIRCUITOS DE DISPARO

A geração de sinais de disparo para tiristores de conversores CA-CC requer (1) a detecção do cruzamento da tensão de entrada, com o zero, (2) o defasamento apropriado dos sinais, (3) a adequação da forma dos pulsos para que estes sejam gerados com curta duração e (4) a isolação dos pulsos através de transformadores ou optoacopladores. O diagrama em blocos para o circuito de disparo de um conversor monofásico controlado é reproduzido na Figura 5.24.

Figura 5.24

Diagrama em blocos de um circuito de disparo para tiristores.

RESUMO

Neste capítulo vimos que a tensão média de saída (e potência de saída) dos conversores CA-CC pode ser controlada através da variação do tempo de condução dos dispositivos de potência. Dependendo dos tipos de fonte (ou rede) de alimentação, os conversores podem ser monofásicos ou trifásicos. Para cada tipo de rede de alimentação eles podem ser conversores de meia-onda, semicontrolados ou controlados. Os conversores semicontrolados e controlados são extensivamente utilizados em aplicações práticas. Apesar de os conversores semicontrolados fornecerem um fator de potência de entrada melhor que o dos controlados, esses conversores são apropriados apenas para operação em um quadrante. Os conversores controlados e duais permitem a operação em dois e quatro quadrantes, respectivamente. Os conversores trifásicos normalmente são utilizados em aplicações de alta potência e a freqüência das ondulações da saída é maior.

O fator de potência de entrada, que é dependente da carga, pode ser melhorado e as especificações de tensão podem ser aumentadas através da conexão de conversores em série. Por meio de comutações forçadas, o fator de potência pode ser melhorado ainda mais e certos harmônicos de ordem inferior podem ser reduzidos ou eliminados.

A corrente de carga pode ser contínua ou descontínua, dependendo da constante de tempo da carga e do ângulo de disparo. Para a análise dos conversores é utilizado o método da série de Fourier. Entretanto, outras técnicas (por exemplo, aproximação da função de transferência ou multiplicação do espectro da função de chaveamento) podem ser utilizadas para a análise dos circuitos de chaveamento de potência. O controle do ângulo de disparo não afeta a queda de tensão devido às indutâncias de comutação, e essa queda é a mesma que a dos retificadores com diodos normais.

REFERÊNCIAS

A. D. WILCOX. *Engineering Design for Electrical Engineers.* Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall, 1990; Capítulo 10, "Power module", por M. H. RASHID.

M. H. RASHID e M. ABOUDINA. "Analysis of forced-commutated techniques for ac-dc converters". *1st European Conference on Power Electronics and Applications,* Bruxelas, outubro 16-18, 1985, pp. 2.263-6.

M. H. RASHID e A. I. MASWOOD. "Analysis of 3-phase ac-dc converters under unbalanced supply conditions". *IEEE Industry Applications Conference Record,* 1985, pp. 1.190-4.

P. C. SEN e S. R. DORADLA. "Evaluation of control schemes for thyristor controlled dc motors". *IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation,* vol. IEC125, n. 3, 1978, pp. 247-55.

P. C. SEN. *Thyristor DC drives.* Nova Iorque: Wiley-Interscience, 1981.

P. D. ZIOGAS e P. PHOTIADIS. "An exact output current analysis of ideal static PWM inverters". *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. IA119, n. 2, 1983, pp. 281-95.

P. D. ZIOGAS. "Optimum voltage and harmonics control PWM techniques for 3-phase static UPS systems". *IEEE Transactions on Industry applications,* vol. IA16, n. 4, 1980, pp. 542-6.

QUESTÕES DE REVISÃO

5.1 O que é uma comutação natural ou pela rede?

5.2 O que é um retificador controlado?

5.3 O que é um conversor?

5.4 O que é o controle do ângulo de disparo dos conversores?

5.5 O que é um conversor semicontrolado? Desenhar dois circuitos conversores semicontrolados diferentes.

5.6 O que é um conversor controlado? Desenhar dois circuitos conversores controlados diferentes.

5.7 O que é um conversor dual? Desenhar dois circuitos conversores duais diferentes.

5.8 Qual é o princípio do controle de fase?

5.9 Quais são os efeitos da remoção do diodo de recuperação nos conversores monofásicos semicontrolados?

5.10 Por que o fator de potência dos conversores semicontrolados é melhor que o dos controlados?

5.11 Qual é a causa da corrente de circulação nos conversores duais?

5.12 Por que é necessário um indutor para a corrente de circulação nos conversores duais?

5.13 Quais são as vantagens e desvantagens dos conversores em série?

5.14 Como o ângulo de disparo de um conversor é relacionado ao ângulo de disparo do outro conversor em um sistema conversor dual?

5.15 O que é o modo de inversão dos conversores?

5.16 O que é o modo de retificação dos conversores?

5.17 Qual é a freqüência do harmônico de mais baixa ordem nos conversores trifásicos semicontrolados?

5.18 Qual é a freqüência do harmônico de mais baixa ordem nos conversores trifásicos controlados?

5.19 Qual é a freqüência do harmônico de mais baixa ordem em um conversor monofásico semicontrolado?

5.20 Como os tiristores de desligamento pelo gatilho (GTOs) são disparados e bloqueados?

5.21 Como um tiristor de controle de fase é disparado e bloqueado?

5.22 O que é uma comutação forçada? Quais são as vantagens da comutação forçada para os conversores CA-CC?

5.23 O que é o controle do ângulo de extinção dos conversores?

5.24 O que é o controle do ângulo simétrico dos conversores?

5.25 O que é o controle através da modulação por largura de pulsos dos conversores?

5.26 O que é o controle através da modulação por largura de pulsos senoidal dos conversores?

5.27 O que é índice de modulação?

5.28 Como é variada a tensão de saída de um conversor de fase controlada?

5.29 Como é variada a tensão de saída de um conversor de controle PWM senoidal?

5.30 O ângulo de comutação depende do ângulo de disparo dos conversores?

5.31 A queda na tensão devido às indutâncias de comutação depende do ângulo de disparo dos conversores?

5.32 O fator de potência de entrada dos conversores depende do fator de potência da carga?

5.33 As ondulações da tensão de saída dos conversores dependem do ângulo de disparo?

PROBLEMAS

5.1 Um conversor monofásico de meia-onda na Figura 5.1a é operado a partir de uma rede de alimentação de 120 V, 60 Hz. Se a carga resistiva for $R = 10\ \Omega$ e o ângulo de disparo for $\alpha = \pi/3$, determinar **(a)** a eficiência, **(b)** o fator de forma, **(c)** o fator de ondulação, **(d)** o fator de utilização do transformador e **(e)** a máxima tensão inversa (PIV) do tiristor T_1.

5.2 Um conversor monofásico de meia-onda na Figura 5.1a é operado a partir de uma rede de alimentação de 120 V, 60 Hz e a carga resistiva é $R = 10\ \Omega$. Se a tensão média de saída for 25% da máxima tensão média possível, calcular **(a)** o ângulo de disparo, **(b)** as correntes eficaz e média de saída, **(c)** as correntes média e eficaz de um dos tiristores e **(d)** o fator de potência de entrada.

5.3 O conversor monofásico semicontrolado da Figura 5.1a é alimentado a partir de uma rede de 120 V, 60 Hz e é conectado um diodo de comutação à carga. Esta consiste de uma resistência $R = 10\ \Omega$, conectada em série com uma indutância $L = 5$ mH e uma bateria $E = 20$ V. **(a)** Expressar a tensão instantânea de saída na série de Fourier e **(b)** determinar o valor eficaz da corrente harmônica de saída de mais baixa ordem.

5.4 O conversor monofásico semicontrolado da Figura 5.2a é operado a partir de uma rede de 120 V, 60 Hz. A corrente de carga com um valor médio de I_a é contínua, com conteúdo de ondulação desprezível. A relação de espiras do transformador é unitária. Se o ângulo de disparo é $\alpha = \pi/3$, calcular **(a)** o fator harmônico da corrente de entrada, **(b)** o fator de deslocamento e **(c)** o fator de potência de entrada.

5.5 Repetir o Problema 5.2 para o conversor semicontrolado da Figura 5.2a.

5.6 O conversor monofásico semicontrolado da Figura 5.2a é operado a partir de uma rede de 120 V, 60 Hz. A carga consiste de uma resistência $R = 10\ \Omega$, uma indutância $L = 5$ mH e $E = 20$ V em série. **(a)** Expressar a tensão de saída da série de Fourier e **(b)** determinar o valor eficaz da corrente harmônica de mais baixa ordem.

5.7 Repetir o Problema 5.4 para o conversor monofásico controlado da Figura 5.3a.

5.8 Repetir o Problema 5.2 para o conversor monofásico controlado da Figura 5.3a.

5.9 Repetir o Problema 5.6 para o conversor monofásico controlado da Figura 5.3a.

5.10 O conversor dual da Figura 5.4a é operado a partir de uma rede de 120 V, 60 Hz e entrega uma corrente média livre de ondulação de $I_{médio} = 20$ A. A indutância de circulação é L_r = 5 mH e os ângulos de disparo são $\alpha_1 = 30°$ e $\alpha_2 = 150°$. Calcular os valores máximos da corrente de circulação e do conversor 1.

5.11 O conversor semicontrolado monofásico em série da Figura 5.5a é operado a partir de uma rede de 120 V, 60 Hz com uma resistência de carga $R = 10\ \Omega$. Se a tensão média de saída for 75% da máxima tensão média de saída possível, calcular **(a)** os ângulos de disparo dos conversores, **(b)** as correntes média e eficaz de saída, **(c)** as correntes média e eficaz de um dos tiristores e **(d)** o fator de potência de entrada.

5.12 O conversor monofásico em série da Figura 5.5a é operado a partir de uma rede de 120 V, 60 Hz. A corrente de carga com um valor médio de I_a é contínua e tem conteúdo de ondulação desprezível. A relação de espiras do transformador é $N_p/N_s = 2$. Se os ângulos de disparo forem $\alpha_1 = 0$ e $\alpha_2 = \pi/3$, calcular **(a)** o fator harmônico da corrente de entrada, **(b)** o fator de deslocamento e **(c)** o fator de potência de entrada.

5.13 Repetir o Problema 5.11 para o conversor monofásico controlado da Figura 5.6a.

5.14 Repetir o Problema 5.12 para o conversor monofásico controlado da Figura 5.6a.

5.15 O conversor trifásico de meia-onda da Figura 5.7a é operado a partir de uma alimentação trifásica de 220 V, 60 Hz, conectada em estrela, e um diodo de comutação é conectado à carga. A corrente de carga com um valor médio de I_a é contínua e tem conteúdo de ondulação desprezível. Se o ângulo de disparo for $\alpha = \pi/3$, calcular **(a)** o fator harmônico da corrente de entrada, **(b)** o fator de deslocamento e **(c)** o fator de potência de entrada.

5.16 O conversor trifásico de meia-onda da Figura 5.7a é operado a partir de uma alimentação trifásica de 220 V, 60 Hz, conectada em estrela, e tem resistência de carga $R = 10\ \Omega$. Se a tensão média de saída for 25% da máxima possível, calcular **(a)** o ângulo de disparo, **(b)** as correntes média e eficaz de saída, **(c)** as correntes média e eficaz de um dos tiristores, **(d)** a eficiência da retificação, **(e)** o fator de utilização do transformador e **(f)** o fator de potência de entrada.

5.17 O conversor trifásico de meia-onda da Figura 5.7a é operado a partir de uma alimentação trifásica de 220 V, 60 Hz, conectada em estrela, e uma diodo de comutação é conectado à carga. A carga consiste de uma resistência $R = 10\ \Omega$, uma indutância $L = 5$ mH e uma tensão de bateria $E = 20$ V, em série. **(a)** Expressar a tensão instantânea de saída na série de Fourier e **(b)** determinar o valor eficaz do harmônico de mais baixa ordem da corrente de saída.

5.18 O conversor trifásico semicontrolado da Figura 5.8a é operado a partir de uma alimentação trifásica de 220 V, 60 Hz, conectada em estrela. A corrente de carga com uma valor médio de I_a é contínua, com conteúdo de ondulação desprezível. A relação de espiras do transformador é unitária. Se o ângulo de disparo for $\alpha = 2\pi/3$, calcular **(a)** o fator harmônico da corrente de entrada, **(b)** o fator de deslocamento e **(c)** o fator de potência de entrada.

5.19 Repetir o Problema 5.16 para o conversor trifásico semicontrolado da Figura 5.8a.

5.20 Repetir o Problema 5.19 se a tensão média de saída for 90% da máxima possível.

5.21 Repetir o Problema 5.17 para o conversor trifásico semicontrolado da Figura 5.8a.

5.22 Repetir o Problema 5.18 para o conversor trifásico controlado da Figura 5.10a.

5.23 Repetir o Problema 5.16 para o conversor trifásico controlado da Figura 5.10a.

5.24 Repetir o Problema 5.17 para o conversor trifásico controlado da Figura 5.10a.

5.25 O conversor dual trifásico da Figura 5.12a é operado a partir de uma alimentação trifásica de 220 V, 60 Hz, conectada em estrela, com uma resistência de carga de $R = 10\ \Omega$. A indutância de circulação é $L_r = 5$ mH e os ângulos de disparo são $\alpha_1 = 60°$ e $\alpha_2 = 120°$. Calcular a corrente de circulação máxima e a corrente máxima dos conversores.

5.26 O conversor monofásico semicontrolado da Figura 5.2a tem uma carga RL de $L = 1{,}5$ mH, $R = 1{,}5\ \Omega$ e $E = 0$ V. A tensão de entrada é $V_s = 120$ V (*rms*) a 60 Hz. **(a)** Determinar (1) a corrente de carga I_0 em $\omega t = 0$ e a corrente de carga I_1 em $\omega t = \alpha = 30°$, (2) a corrente média de um tiristor I_A, (3) a corrente eficaz de um tiristor I_R, (4) a corrente eficaz de saída I_{rms} e (5) a corrente média de saída $I_{médio}$. **(b)** Utilizar o SPICE para conferir os resultados.

5.27 O conversor monofásico controlado da Figura 5.3a tem uma carga RL de $L = 4{,}5$ mH, $R = 1{,}5\ \Omega$ e $E = 10$V. A tensão de entrada é $V_s = 120$ V (*rms*) a 60 Hz. **(a)** Determinar (1) a corrente de carga I_0 em $\omega t = \alpha = 30°$, (2) a corrente média de um tiristor I_A, (3) a corrente eficaz de um tiristor I_R, (4) a corrente eficaz de saída I_{rms} e (5) a corrente média de saída $I_{médio}$. **(b)** Utilizar o SPICE para conferir os resultados.

5.28 O conversor trifásico controlado da Figura 5.10a tem uma carga de $L = 1{,}5$ mH, $R = 1{,}5\ \Omega$ e $E = 0$ V. A tensão de linha de entrada é $V_{ab} = 208$ V (*rms*), 60 Hz. O ângulo de disparo é $\alpha = \pi/6$. **(a)** Determinar (1) a corrente de carga de regime permanente I_1 em $\omega t' = \pi/3 + \alpha$ (ou $\omega t = \pi/6 + \alpha$), (2) a corrente média de um tiristor I_A, (3) a corrente eficaz de um tiristor I_R, (4) a corrente eficaz de saída I_{rms} e (5) a corrente média de saída $I_{médio}$. **(b)** Utilizar o SPICE para conferir os resultados.

5.29 O conversor monofásico da Figura 5.13a é operado a partir de uma alimentação de 120 V, 60 Hz e utiliza um controle do ângulo de extinção. A corrente de carga com um valor médio de I_a é contínua e tem conteúdo de ondulação desprezível. Se o ângulo de extinção for $\beta = \pi/3$, calcular **(a)** $V_{médio}$ e V_{rms} de saída, **(b)** o fator harmônico da corrente de entrada, **(c)** o fator de deslocamento e **(d)** o fator de potência de entrada.

5.30 Repetir o Problema 5.29 para o conversor monofásico controlado da Figura 5.14a.

5.31 Repetir o Problema 5.18 se for utilizado um controle do ângulo simétrico.

5.32 Repetir o Problema 5.18 se for utilizado um controle do ângulo de extinção.

5.33 O conversor monofásico da Figura 5.13a é operado com um controle PWM senoidal e é alimentado a partir de uma rede de 120 V, 60 Hz. A corrente de carga com um valor médio de I_a é contínua e tem conteúdo de ondulação desprezível. Há cinco pulsos por semiciclo e eles são: $\alpha_1 = 7{,}93°$, $\delta_1 = 5{,}82°$; $\alpha_2 = 30°$, $\delta_2 = 16{,}25°$; $\alpha_3 = 52{,}07°$, $\delta_3 = 127{,}93°$; $\alpha_4 = 133{,}75°$, $\delta_4 = 16{,}25°$; e $\alpha_5 = 166{,}25°$, $\delta_5 = 5{,}82°$. Calcular **(a)** $V_{médio}$ e V_{rms}, **(b)** o fator harmônico da corrente de entrada, **(c)** o fator de deslocamento e **(d)** o fator de potência da entrada.

5.34 Repetir o Problema 5.33 para cinco pulsos por semiciclo com largura igual, $M = 0{,}8$.

5.35 Um conversor trifásico semicontrolado é operado a partir de uma alimentação trifásica de 220 V, 60 Hz, conectada em estrela. A corrente de carga é contínua e tem conteúdo de ondulação desprezível. A corrente média da carga é $I_{\text{médio}} = 150$ A e a indutância de comutação por fase é $L_c = 0{,}5$ mH. Determinar o ângulo de comutação se **(a)** $\alpha = \pi/6$ e **(b)** $\alpha = \pi/3$.

5.36 A tensão de entrada para o circuito equivalente da Figura 5.22a é 120 V (*rms*), 60 Hz. O ângulo de disparo é $\alpha = \pi/6$. A tensão CC de saída é $V_{\text{médio}} = 75$ V a $I_{\text{médio}} = 10$ A. Determinar os valores da indutância L_e, β e a corrente eficaz do indutor I_{rms}.

5.37 A corrente de manutenção dos tiristores do conversor trifásico controlado da Figura 5.10a é $I_H = 200$ mA e o tempo de atraso é 2,5 μs. O conversor é alimentado a partir de um sistema trifásico de 208 V, 60 Hz, conectado em estrela, e tem uma carga de $L = 8$ mH e $R = 2\ \Omega$; ele é operado com um ângulo de disparo de $\alpha = 60°$. Determinar a largura mínima do pulso de gatilho, t_G.

5.38 Repetir o Problema 5.37, se $L = 0$.

Capítulo 6

Controladores de Tensão CA

6.1 INTRODUÇÃO

Se uma chave com tiristor for conectada entre a rede de alimentação CA e a carga, o fluxo de potência poderá ser controlado através da variação do valor eficaz da tensão CA aplicada à carga; e esse tipo de circuito de potência é conhecido como *controlador de tensão CA*. As aplicações mais comuns de controladores de tensão CA são: aquecimento industrial, mudança de derivação (do inglês *tap*) de transformador sob carga, controle de iluminação, controle de velocidade de máquinas de indução polifásicas e controle de eletroímãs CA. Para a transferência de potência, dois tipos de controle normalmente são utilizados:

1. controle liga-desliga ou tudo-ou-nada (do inglês *on-off*);
2. controle do ângulo de fase.

No controle liga-desliga, as chaves com tiristores conectam a carga à rede de alimentação CA (fonte) por alguns ciclos da tensão de entrada e então a desconectam por outros poucos ciclos. No controle de fase, as chaves com tiristores conectam a carga à fonte CA durante uma porção de cada ciclo da tensão de entrada.

Os controladores de tensão CA podem ser classificados em dois tipos: (1) controladores monofásicos e (2) controladores trifásicos. Cada tipo pode ser subdividido em (a) controle unidirecional ou de meia-onda e (b) controle bidirecional ou de onda completa. Há várias configurações de controladores trifásicos, dependendo das conexões das chaves com tiristores.

Como a tensão de entrada é CA, os tiristores são comutados pela rede; e os tiristores de controle de fase, que são relativamente baratos e mais lentos que os de chaveamento rápido, são normalmente utilizados. Para aplicações de até 400 Hz, quando há TRIACs disponíveis para alcançar as especificações de tensão e corrente para uma aplicação particular, eles são mais comumente utilizados. As técnicas de comutação de tiristores são discutidas no Capítulo 7.

Devido à comutação natural ou pela rede, não há necessidade de circuitos de comutação adicionais, tornando os circuitos dos controladores de tensão CA muito simples. Devido à natureza das formas de onda de saída, a análise para a obtenção das derivações de expressões explícitas para os parâmetros de performance dos circuitos não é simples, em especial para conversores de ângulo de fase controlado com cargas *RL*. Por questões de simplificação, cargas resistivas são consideradas neste capítulo para que se comparem as performances das várias configurações. Entretanto, as cargas práticas são do tipo *RL* e devem ser consideradas no projeto e na análise de controladores de tensão CA.

6.2 PRINCÍPIO DO CONTROLE LIGA-DESLIGA

O princípio do controle liga-desliga pode ser explicado com um controlador monofásico de onda completa, como mostrado na Figura 6.1a. A chave com tiristores conecta a rede de alimentação CA à carga durante um tempo t_n; a chave é desligada através da inibição dos pulsos de gatilho durante um tempo t_0. O tempo da chave ligada, t_p, geralmente consiste de um número inteiro de ciclos. Os tiristores são disparados nos cruzamentos da tensão CA de entrada, quando esta é zero. Os pulsos de gatilho para os tiristores T_1 e T_2 e as formas de onda para as tensões de entrada e saída são mostrados na Figura 6.1b.

Esse tipo de controle é utilizado nas aplicações que têm alta inércia mecânica e constante de tempo térmica elevada (por exemplo, aquecimento industrial e controle de velocidade de máquinas elétricas). Devido ao chaveamento com tensão e corrente zero dos tiristores, os harmônicos gerados pela ação de chaveamento são reduzidos.

Para uma tensão de entrada senoidal, $v_s = V_m \operatorname{sen} \omega t = \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen} \omega t$. Se a tensão de entrada for conectada à carga durante n ciclos e desconectada durante m ciclos, a tensão eficaz de saída (ou da carga) pode ser encontrada a partir de

$$V_o = \left[\frac{n}{2\pi (n+m)} \int_0^{2\pi} 2V_s^2 \operatorname{sen}^2 \omega t \, d(\omega t) \right]^{1/2}$$

$$= V_s \sqrt{\frac{n}{m+n}} = V_s \sqrt{k} \tag{6.1}$$

onde $k = n/(m + n)$ e k é chamado *ciclo de trabalho* (do inglês *duty cycle*). V_S é a tensão eficaz de fase. As configurações do circuito para o controle liga-desliga são similares àquelas do controle de fase, e a análise da performance também é similar. Por essas razões, as técnicas de controle de fase são apenas discutidas e analisadas neste capítulo.

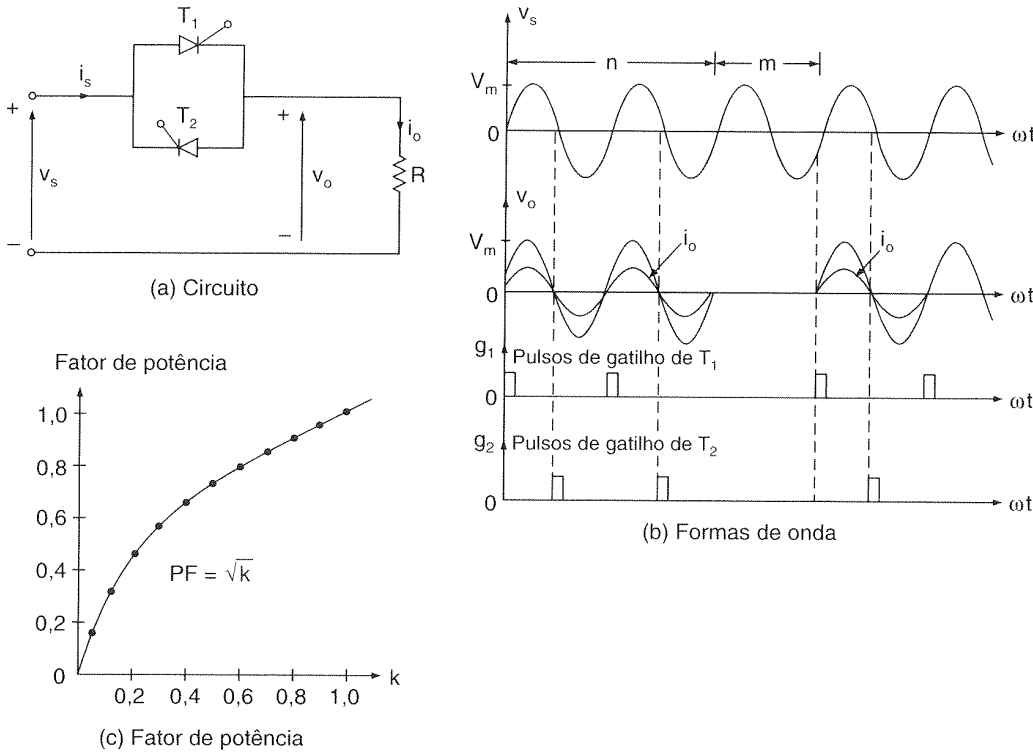



Figura 6.1

Controle liga-desliga.

Exemplo 6.1

Um controlador de tensão CA como o da Figura 6.1a tem uma carga resistiva de $R = 10\ \Omega$ e a tensão eficaz de entrada é $V_S = 120$V, 60Hz. A chave com tiristores é ligada durante $n = 25$ ciclos e desligada durante $m = 75$ ciclos. Determinar (a) a tensão eficaz (*rms*) de saída V_O, (b) o fator de potência de entrada PF e (c) a corrente média e eficaz dos tiristores.

Solução: $R = 10\ \Omega$, $V_S = 120$V, $V_m = \sqrt{2} \times = 169{,}7$V e $k = n/(n + m) = 25/100 = 0{,}25$.

(a) A partir da Eq. (6.1), o valor eficaz da tensão de saída é

$$V_O = V_S\sqrt{k} = V_S\sqrt{\frac{n}{m + n}} = 120\sqrt{\frac{25}{10}} = 60\text{V}$$

e a corrente eficaz da carga é $I_O = V_O/R = 60/10 = 6{,}0$ A.

(b) A potência da carga é $P_O = I_O^2 R = 6^2 \times 10 = 360$ W. Como a corrente de entrada é a mesma que a corrente da carga, a potência aparente de entrada é

$$\text{VA} = V_s I_s = V_s I_o = 120 \times 6 = 720 \text{ W}$$

O fator de potência de entrada é

$$\text{PF} = \frac{P_a}{\text{RA}} = \frac{n}{m + n} = \sqrt{k}$$

$$= \sqrt{0{,}25} = \frac{360}{720} = 0{,}5 \text{ (indutivo)} \tag{6.2}$$

(c) A corrente máxima no tiristor é $I_m = V_m/R = 169{,}7/10 = 16{,}97$ A. A corrente média dos tiristores é

$$I_A = \frac{n}{2\pi(m + n)} \int_0^{\pi} I_m \text{ sen } \omega t \, d(\omega t) = \frac{I_m n}{\pi(m + n)} = \frac{kI_m}{\pi}$$

$$= \frac{16{,}97}{\pi} \times 0{,}25 = 1{,}33 \text{ A} \tag{6.3}$$

A corrente eficaz dos tiristores é

$$I_R = \left[\frac{n}{2\pi(m + n)} \int_0^{\pi} I_m^2 \text{ sen}^2 \omega t \, d(\omega t) \right]^{1/2} = \frac{I_m}{2} \sqrt{\frac{n}{m + n}} = \frac{I_m \sqrt{k}}{2}$$

$$= \frac{16{,}97}{2} \times \sqrt{0{,}25} = 4{,}24 \text{ A} \tag{6.4}$$

Notas:

1. O fator de potência e a tensão de saída variam com a raiz quadrada do ciclo de trabalho. O fator de potência é baixo em valores baixos do ciclo de trabalho, k, e isso é mostrado na Figura 6.1c.

2. Se T for o período da tensão de entrada, $(m + n)T$ será o período do controle liga-desliga; $(m + n)T$ deve ser menor que a constante de tempo mecânica ou térmica da carga e normalmente é menor que 1s (não devendo, portanto, ser em horas ou dias). A soma de m e n é em geral de cerca de 100.

3. Se a Eq. (6.2) for utilizada para determinar o fator de potência com m e n em dias, isso levará a um resultado errôneo. Por exemplo, se m = 3 dias e n = 3 dias, a Eq. (6.2) dá PF = $[3/(3 + 3)]^{1/2}$ = 0,707, o que fisicamente não é possível, porque se o controlador ficar ligado por 3 dias e desligado por 3 dias, o fator de potência será dependente do ângulo de impedância da carga θ.

6.3 PRINCÍPIO DO CONTROLE DE FASE

O princípio do controle de fase pode ser explicado a partir da Figura 6.2a. O fluxo de potência para a carga é controlado atrasando-se o ângulo de disparo do tiristor T_1. A Figura 6.2b ilustra os pulsos de gatilho do tiristor T_1 e as formas de onda para as tensões de entrada e saída. Devido à presença do diodo D_1, a faixa de controle é limitada e a tensão de saída *rms* efetiva somente pode ser variada entre 70,7 e 100%. A tensão de saída e a corrente de entrada são assimétricas e contêm uma componente CC. Se houver um transformador de entrada, ela pode causar um problema de saturação. Esse circuito é um controlador monofásico de meia-onda e é apropriado apenas para cargas resistivas de baixa potência, tais como aquecimento e iluminação. Como o fluxo de potência é controlado durante o semiciclo positivo da tensão de entrada, esse tipo é também conhecido como *controlador unidirecional*.

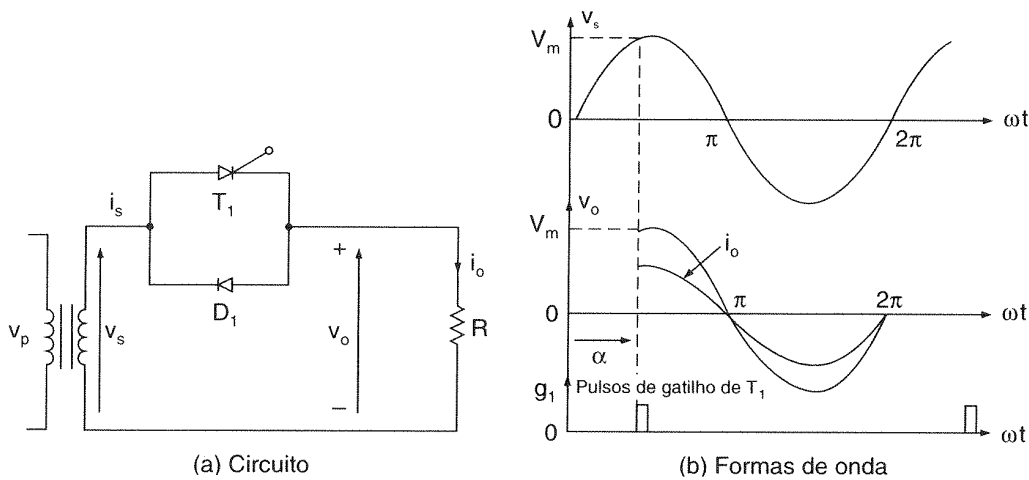



Figura 6.2

Controle do ângulo monofásico.

Se $v_s = V_m \operatorname{sen} \omega t = \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen} \omega t$ for a tensão de entrada e o ângulo de disparo do tiristor T_1 for $\omega t = \alpha$, a tensão eficaz de saída será encontrada a partir de

$$V_o = \left\{ \frac{1}{2\pi} \left[\int_\alpha^\pi 2V_s^2 \operatorname{sen}^2 \omega t \, d(\omega t) + \int_\pi^{2\pi} 2V_s^2 \operatorname{sen}^2 \omega t \, d(\omega t) \right] \right\}^{1/2}$$

$$= \left\{ \frac{2V_s^2}{4\pi} \left[\int_\alpha^\pi (1 - \cos 2\omega t) \, d(\omega t) + \int_\pi^{2\pi} (1 - \cos 2\omega t) \, d(\omega t) \right] \right\}^{1/2} \quad (6.5)$$

$$= V_s \left[\frac{1}{2\pi} \left(2\pi - \alpha + \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{2} \right) \right]^{1/2}$$

O valor médio da tensão de saída será

$$V_{\text{médio}} = \frac{1}{2\pi}\left[\int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen} \omega t\, d(\omega t) + \int_{\pi}^{2\pi} \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen} \omega t\, d(\omega t)\right]$$

$$= \frac{\sqrt{2}\, V_s}{2\pi} (\cos \alpha - 1) \tag{6.6}$$

Se α variar de 0 a π, V_o oscilará de V_s a $V_s/\sqrt{2}$ e $V_{\text{médio}}$, de 0 a $-\sqrt{2}\, V_s/\pi$.

Exemplo 6.2

Um controlador de tensão CA monofásico como o da Figura 6.2a tem uma carga resistiva de $R = 10$ Ω e a tensão de entrada é V_s = 120V, 60Hz. O ângulo de disparo do tiristor T_1 é $\alpha = \pi/2$. Determinar (a) o valor eficaz da tensão de saída V_o, (b) o fator de potência de entrada PF e (c) a corrente média de entrada.

Solução: $R = 10\ \Omega$, $V_s = 120$ V, $\alpha = \pi/2$ e $V_m = \sqrt{2} \times 120 = 169{,}7$ V.

(a) A partir da Eq. (6.5), o valor eficaz da tensão de saída é

$$V_o = 120 \sqrt{\frac{3}{4}} = 103{,}92\ \text{V}$$

(b) A corrente eficaz de carga é

$$I_o = \frac{V_o}{R} = \frac{103{,}92}{10} = 10{,}392\ \text{A}$$

A potência da carga é

$$P_o = I_o^2 R = 10{,}392^2 \times 10 = 1079{,}94\ \text{W}$$

Como a corrente de entrada é a mesma que a da carga, a potência aparente é

$$\text{VA} = V_s I_s = V_s I_o\ 120 \times 10{,}392 = 1247{,}04\ \text{VA}$$

O fator de potência de entrada é

$$\text{PF} = \frac{P_o}{\text{VA}} = \frac{V_o}{V_s}\left[\frac{1}{2\pi}\left(2\pi - \alpha + \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{2}\right)\right]^{1/2}$$

$$= \sqrt{\frac{3}{4}} = \frac{1079{,}94}{1247{,}04} = 0{,}866 \text{ (indutivo)} \tag{6.7}$$

(c) A partir da Eq. (6.6), a tensão média de saída é

$$V_{\text{médio}} = -120 \times \frac{\sqrt{2}}{2pi} = -27 \text{ V}$$

e a corrente média de entrada é

$$I_D = \frac{V_{\text{médio}}}{R} = -\frac{27}{10} = -2{,}7 \text{ A}$$

Nota: O sinal negativo de I_D significa que a corrente de entrada durante o semiciclo positivo é menor que a do semiciclo negativo. Se houver um transformador de entrada, o seu núcleo poderá saturar. Normalmente, o controle unidirecional não é utilizado na prática.

6.4 CONTROLADORES MONOFÁSICOS BIDIRECIONAIS COM CARGAS RESISTIVAS

O problema da corrente de entrada CC pode ser evitado utilizando-se controle bidirecional (ou em onda completa), e um controlador monofásico de onda completa com carga resistiva é mostrado na Figura 6.3a. Durante o semiciclo positivo da tensão de entrada, o fluxo de potência é controlado variando-se o ângulo de disparo do tiristor T_1; e o tiristor T_2 controla o fluxo de potência durante o semiciclo negativo da tensão de entrada. Os pulsos de disparo de T_1 e T_2 são defasados de 180°. As formas de onda para a tensão de entrada, tensão de saída e sinais de gatilho para T_1 e T_2 são mostradas na Figura 6.3b.

(a) Circuito

(b) Formas de onda

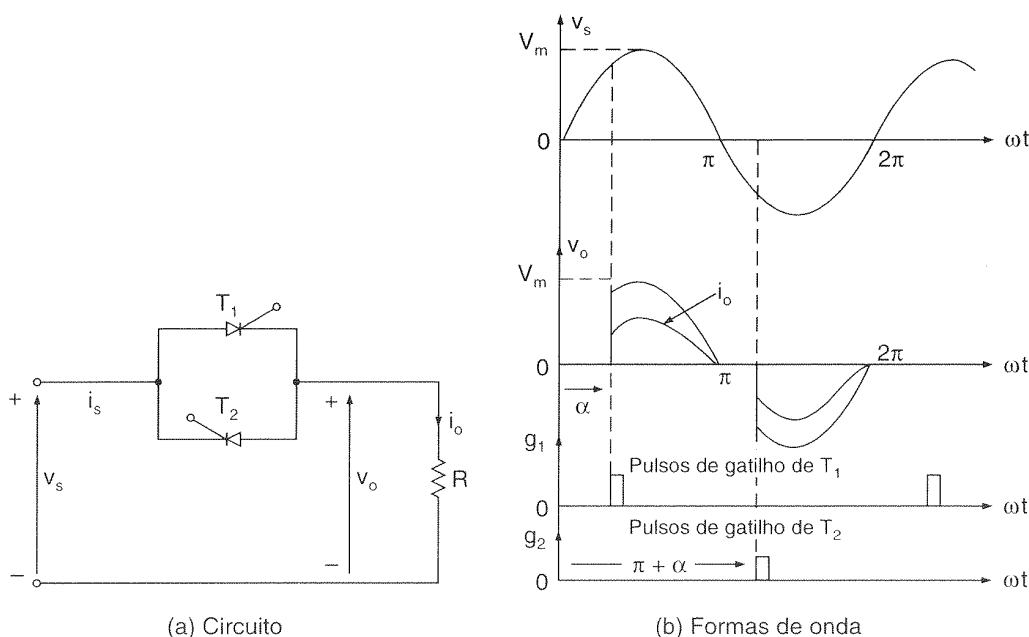



Figura 6.3

Controlador monofásico de onda completa.

Se $v_s = \sqrt{2}\, V_s$ sen t for a tensão de entrada e os ângulos de disparo dos tiristores T_1 e T_2 forem iguais ($\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$), a tensão eficaz de saída pode ser encontrada a partir de

$$V_o = \left\{ \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} 2V_s^2 \operatorname{sen}^2 \omega t \, d(\omega t) \right]^{1/2}$$

$$= \left\{ \frac{4V_s^2}{4\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (1 - \cos 2\omega t)\, d(\omega t) \right]^{1/2} \tag{6.8}$$

$$= V_s \left[\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{2} \right) \right]^{1/2}$$

Variando-se α de 0 a π, V_o poderá variar de V_s a 0.

O circuito de disparo para os tiristores T_1 e T_2 da Figura 6.3a tem de ser isolado. É possível ter um catodo comum para T_1 e T_2 adicionando-se dois diodos, como mostra a Figura 6.4. O tiristor T_1 e o diodo D_1 conduzem juntos durante o semiciclo positivo; e o tiristor T_2 e o diodo D_2 conduzem durante o semiciclo negativo. Como esse circuito pode ter um terminal comum para os sinais de gatilho de T_1 e T_2, é necessário apenas um circuito isolado, mas ao custo de dois diodos de potência. Devido aos dois dispositivos de potência estarem conduzindo ao mesmo tempo, as perdas de condução dos dispositivos aumentam e a eficiência é reduzida.

Figura 6.4

Controlador monofásico de onda completa com catodo comum.

(a) Circuito

(b) Formas de onda

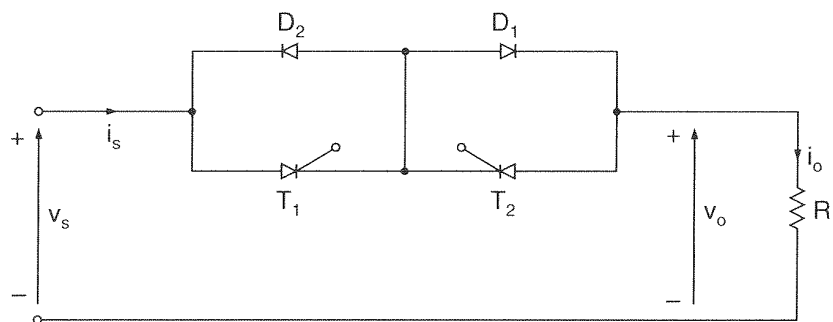
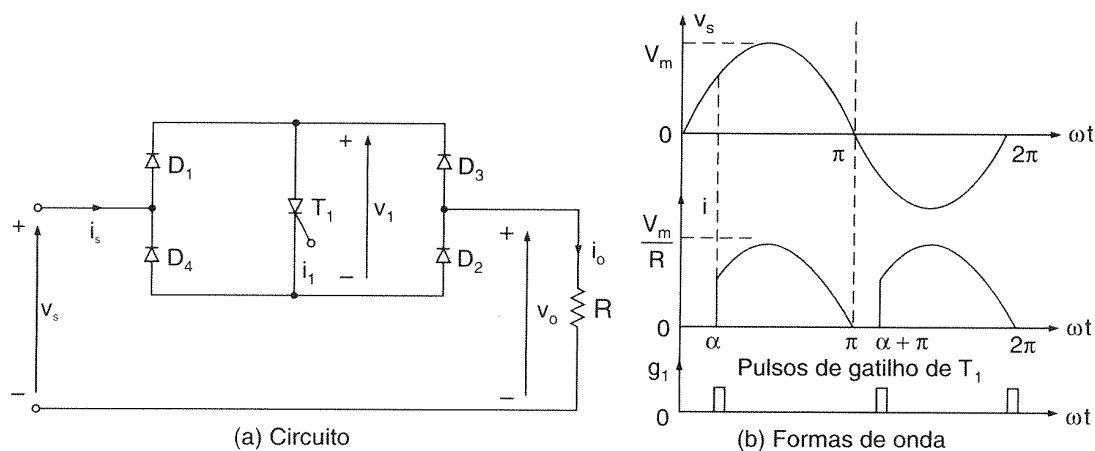



Figura 6.5

Controlador monofásico de onda completa com um tiristor.

Um controlador monofásico de onda completa também pode ser implementado com um tiristor e quatro diodos, como mostrado na Figura 6.5a. Os quatro diodos agem como uma ponte retificadora. A tensão sobre o tiristor T_1 e sua corrente são sempre unidirecionais. Com uma carga resistiva, a corrente no tiristor cai a zero devido à comutação natural em todo o semiciclo, como mostrado na Figura 6.5b. Entretanto, se houver uma grande indutância no circuito, o tiristor T_1 pode não ser desligado em todo o semiciclo da tensão de entrada, sendo possível uma perda do controle. Ele necessitaria da detecção do cruzamento com o zero da corrente de carga a fim de garantir o desligamento do tiristor em condução, antes do disparo do próximo. Três dispositivos de potência conduzem ao mesmo tempo e a eficiência também é reduzida. O retificador em ponte e o tiristor (ou o transistor) agem como uma *chave bidirecional*, que está comercialmente disponível como um único dispositivo com uma perda de condução relativamente baixa.

Exemplo 6.3

Um controlador de tensão CA monofásico de onda completa como o da Figura 6.3a tem uma carga resistiva de $R = 10\ \Omega$ e tensão de entrada igual a $V_s = 120$ V (*rms*), 60 Hz. Os ângulos de disparo dos tiristores T_1 e T_2 são iguais a: $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha = \pi/2$. Determinar (a) a tensão eficaz de saída V_o, (b) o fator de potência de entrada PF, (c) a corrente média dos tiristores I_A e (d) a corrente eficaz dos tiristores I_R.

Solução: $R = 10\ \Omega$, $V_s = 120$ V, $\alpha = \pi/2$ e $V_m = \sqrt{2} \times 120 = 169{,}7$ V.

(a) A partir da Eq. (6.8), a tensão eficaz de saída é

$$V_o = \frac{120}{\sqrt{2}} = 84{,}85\ \text{V}$$

(b) O valor eficaz da corrente de carga é $I_o = V_o/R = 84{,}85/10 = 8{,}485$ A e a potência da carga é $P_o = I_o 2R = 8{,}485^2 \times 10 = 719{,}95$ W. Como a corrente de entrada é a mesma que a da carga, a potência aparente nominal de entrada é

$$VA = V_S I_S = V_S I_o = 120 \times 8{,}485 = 1018{,}2\,W$$

O fator de potência de entrada é

$$PF = \frac{P_o}{VA} = \frac{V_o}{V_s} = \left[\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{\text{sen}\,2\alpha}{2}\right)\right]^{1/2}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2}}\,\frac{719{,}95}{1018{,}2} = 0{,}707 \text{ (indutivo)} \tag{6.9}$$

(c) A corrente média do tiristor é

$$I_A = \frac{1}{2\pi R}\int_\alpha^\pi \sqrt{2}\,V_s \,\text{sen}\,\omega t\, d(\omega t)$$

$$= \frac{\sqrt{2}\,V_s}{2\pi R}(\cos\alpha + 1) \tag{6.10}$$

$$= \sqrt{2} \times \frac{120}{2\pi \times 10} = 2{,}7\text{ A}$$

(d) O valor eficaz da corrente no tiristor é

$$I_R = \left[\frac{1}{2\pi R^2}\int_\alpha^\pi 2V_s^2\,\text{sen}^2\,\omega t\, d(\omega t)\right]^{1/2}$$

$$= \left[\frac{2V_s^2}{4\pi R^2}\int_\alpha^\pi (1 - \cos 2\omega t)\, d(\omega t)\right]^{1/2}$$

$$= \frac{V_s}{\sqrt{2}\,R}\left[\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{\text{sen}\,2\alpha}{2}\right)\right]^{1/2} \tag{6.11}$$

$$= \frac{120}{2 \times 10} = 6\text{ A}$$

6.5 CONTROLADORES MONOFÁSICOS COM CARGAS INDUTIVAS

A Seção 6.4 trata dos controladores monofásicos com cargas resistivas. Na prática, a maioria das cargas, até um certo ponto, é indutiva. Um controlador de onda completa com uma carga RL é mostrado na Figura 6.6a. Supor que o tiristor T_1 seja disparado durante o semiciclo positivo e conduza a corrente de carga. Devido à indutância no circuito, a corrente no tiristor T_1 não cai a zero em $\omega t = \pi$, quando a tensão de entrada começa a ficar negativa. O tiristor T_1 continuará a conduzir até que sua corrente i_1 caia a zero em $\omega t = \beta$. O ângulo de condução do tiristor T_1 é $\delta = \beta - \alpha$ e depende do ângulo de disparo α e do ângulo do fator de potência da carga θ. As formas de onda para corrente no tiristor, pulsos de gatilho e tensão de entrada são mostradas na Figura 6.6b.

Se $v_s = \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen} \omega t$ for a tensão instantânea de entrada e o ângulo de disparo do tiristor T_1 for α, a corrente no mesmo i_1 poderá ser encontrada a partir de

$$L \frac{di_1}{dt} + Ri_1 = \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen} \omega t \tag{6.12}$$

A solução da Eq. (6.12) é da forma

$$i_1 = \frac{\sqrt{2}\, V_s}{Z} \operatorname{sen} (\omega t - \theta) + A_1 e^{-(R/L)\,t} \tag{6.13}$$

onde a impedância da carga é $Z = [R^2 + (\omega L)^2]^{1/2}$ e o ângulo da carga $\theta = \tan^{-1} (\omega L/R)$.

A constante A_1 pode ser determinada a partir da condição inicial: em $\omega t = \alpha$, $i_1 = 0$. A partir da Eq. (6.13), A_1 é encontrada como

$$A_1 = -\frac{\sqrt{2}\, V_s}{Z} \operatorname{sen} (\alpha - \theta)\; e^{R/L)(\alpha/\omega)} \tag{6.14}$$

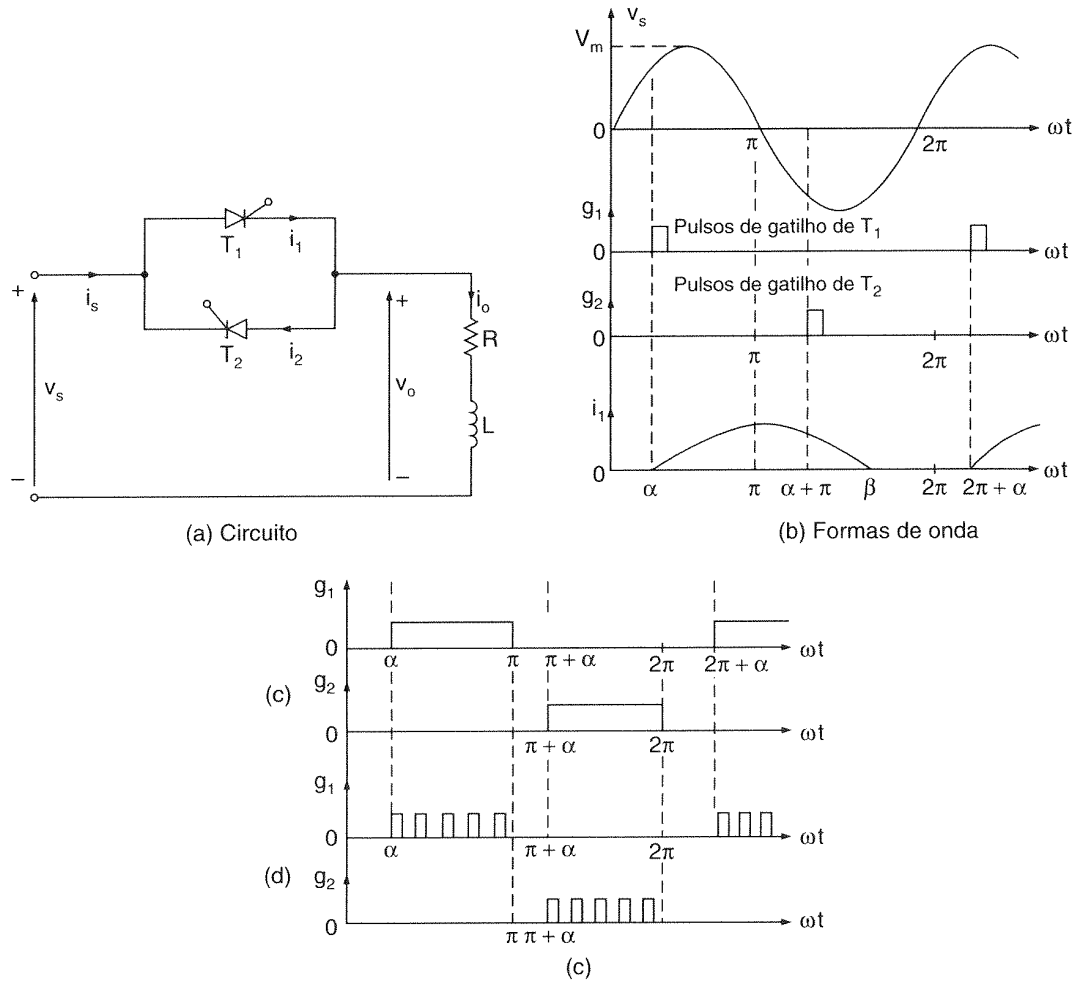
A substituição de A_1 da Eq. (6.14) na Eq. (6.13) dá

$$i_1 = \frac{\sqrt{2}\, V_s}{Z} [\operatorname{sen} (\omega t - \theta) - \operatorname{sen} (\alpha - \theta)\, e^{R/L)(\alpha/\omega - t)}] \tag{6.15}$$

O ângulo β, quando a corrente i_1 cai a zero e o tiristor T_1 é desligado, pode ser encontrado a partir da condição $i_1(\omega t = \beta) = 0$ na Eq. (6.15) e é dado pela relação

$$\operatorname{sen} (\beta - \theta) = \operatorname{sen} (\alpha - \theta)\, e^{(R/L)(\alpha - \beta)/\omega} \tag{6.16}$$

Figura 6.6

Controlador monofásico de onda completa com carga *RL*.

O ângulo β, que também é conhecido como *ângulo de extinção*, pode ser determinado a partir dessa equação transcendental, sendo que esta requer um método iterativo de solução. Uma vez que β seja conhecido, o ângulo de condução do tiristor T_1 pode ser encontrado a partir de

$$\delta = \beta - \alpha \tag{6.17}$$

A tensão eficaz de saída é

$$V_o = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} 2V_s^2 \ \text{sen}^2 \ \omega t \, d(\omega t) \right]^{1/2}$$

$$= \left[\frac{4V_s^2}{4\pi} \int_{\alpha}^{\beta} (1 - \cos 2\omega t) \, d(\omega t) \right]^{1/2} \tag{6.18}$$

$$= V_s \left[\frac{1}{\pi} \left(\beta - \alpha + \frac{\text{sen } 2\alpha}{2} - \frac{\text{sen } 2\beta}{2} \right) \right]^{1/2}$$

A corrente eficaz do tiristor pode ser encontrada a partir da Eq. (6.15) como

$$I_R = \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i_1^2 \, d(\omega t) \right]^{1/2}$$

$$= \frac{V_s}{Z} \left[\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \{\text{sen}(\omega t - \theta) - \text{sen}(\alpha - \theta) e^{(R/L)(\alpha/\omega - t)}\}^2 \, d(\omega t) \right]^{1/2} \tag{6.19}$$

e a corrente eficaz de saída pode então ser determinada através da combinação da corrente eficaz de cada tiristor como

$$I_o = (I_R^2 + I_R^2)^{1/2} = \sqrt{2}\, I_R \tag{6.20}$$

O valor médio da corrente no tiristor também pode ser encontrado a partir da Eq. (6.15) como

$$I_A = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i_1 \, d(\omega t)$$

$$= \frac{\sqrt{2}\, V_s}{2\pi Z} \int_{\alpha}^{\beta} [\text{sen}(\omega t - \theta) - \text{sen}(\alpha - \theta) e^{R/L)(\alpha/\omega - t)}] \, d(\omega t) \tag{6.21}$$

Os sinais de gatilho dos tiristores para um controlador com carga resistiva podem ser pulsos curtos. Entretanto, esses pulsos de curta duração não são apropriados para cargas indutivas. Isso pode ser explicado com base na Figura 6.6b. Quando o tiristor T_2 é disparado em $\omega t = \pi + \alpha$, o tiristor T_1 ainda está conduzindo devido à indutância da carga. Quando a corrente no tiristor T_1 cai a zero e este é desligado em $\omega t = \beta = \alpha + \delta$, o pulso de gatilho do tiristor T_2 já cessou (caiu a zero) e, conseqüentemente, T_2 não será disparado. Como resultado, apenas o tiristor T_1 operará, causando formas de onda assimétricas da tensão e corrente de saída. Essa dificuldade pode ser resolvida utilizando-se sinais de gatilho contínuos com uma duração de $(\pi - \alpha)$, como mostrado na Figura 6.6c. Tão logo a corrente de T_1 caísse a zero, o tiristor T_2 (com os pulsos de gatilho como os mostrados na Figura 6.6c) seria disparado. Entretanto, um pulso de gatilho contínuo aumenta as perdas de chaveamento dos tiristores e requer um transformador de isolação maior para o circuito de disparo. Na prática, um trem de pulsos (do inglês *train of pulses*) com curtas durações, como mostrado na Figura 6.6d, normalmente é utilizado para superar esses problemas.

A Eq. (6.15) indica que a tensão da carga (e corrente) será senoidal se o ângulo de disparo, α, for menor que o ângulo da carga, θ. Se α for maior que θ, a corrente da carga será descontínua e não-senoidal.

Notas:

1. Se $\alpha = 0$, a partir da Eq. (6.16),

$$\text{sen}\,(\beta - \theta) = \text{sen}\,(\beta - \alpha) = 0 \tag{6.22}$$

e

$$\beta - \alpha = \delta = \pi \tag{6.23}$$

2. Como o ângulo de condução, δ, não pode exceder a π e a corrente de carga tem de passar por zero, o ângulo de disparo α não pode ser menor que θ e a faixa de controle do ângulo de disparo é

$$\theta \leq \alpha \leq \pi \tag{6.24}$$

3. Se $\alpha \leq \theta$, e os pulsos de gatilho dos tiristores são de longa duração, a corrente de carga não muda com α, mas ambos os tiristores conduzem por π. O tiristor T_1 seria disparado em $\omega t = \theta$ e o tiristor T_2 em $\omega t = \pi + \theta$.

Exemplo 6.4

O controlador monofásico de onda completa da Figura 6.6a alimenta uma carga *RL*. A tensão eficaz de entrada é $V_s = 120$ V, 60 Hz. A carga é tal que $L = 6{,}5$ mH e $R = 2{,}5\ \Omega$. Os ângulos de disparo dos tiristores são iguais: $\alpha_1 = \alpha_2 = \pi/2$. Determinar (a) o ângulo de condução do tiristor T_1, δ; (b) a tensão eficaz de saída V_o; (c) a corrente eficaz do tiristor I_R; (d) a corrente eficaz de saída I_o; (e) a corrente média de um dos tiristores I_A; e (f) o fator de potência de entrada PF.

Solução: $R = 2{,}5\ \Omega$, $L = 6{,}5$ mH, $f = 60$ Hz, $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s, $V_s = 120$ V, $\alpha = 90°$ e $\theta = \tan^{-1}(\omega L/R) = 44{,}43°$.

(a) O ângulo de extinção pode ser determinado a partir da solução da Eq. (6.16) e uma solução iterativa dá $\beta = 220{,}35°$. O ângulo de condução é $\delta = \beta - \alpha = 220{,}43 - 90 = 130{,}43°$.

(b) A partir da Eq. (6.18), a tensão eficaz de saída é $V_o = 68{,}09$ V.

(c) A integração numérica da Eq. (6.19) entre os limites $\omega t = \alpha$ a β dá a corrente eficaz no tiristor como $I_R = 15{,}07$ A.

(d) A partir da Eq. (6.20), $I_o = \sqrt{2} \times 15{,}07 = 21{,}3$ A.

(e) A integração numérica da Eq. (6.21) dá a corrente média no tiristor como $I_A = 8{,}23$ A.

(f) A potência de saída $P_0 = 21{,}3^2 \times 2{,}5 = 1134{,}2$ W e a potência aparente de entrada é VA $= 120 \times 21{,}3 = 2556$ W; portanto,

$$\text{PF} = \frac{P_0}{\text{VA}} = \frac{1134{,}200}{2556} = 0{,}444 \text{ (indutivo)}$$

Nota: A ação de chaveamento dos tiristores torna as equações para as correntes não-lineares. Um método numérico de solução para o ângulo de condução e as correntes do tiristor é mais eficiente que as técnicas clássicas. Um programa de computador é utilizado para resolver esse exemplo. Os estudantes devem ser incentivados a verificar os resultados desse exemplo e apreciar a utilidade da solução numérica, especialmente na resolução de equações não-lineares de circuitos tiristorizados.

6.6 CONTROLADORES TRIFÁSICOS DE MEIA-ONDA

O diagrama do circuito de um controlador trifásico de meia-onda (ou unidirecional) é mostrado na Figura 6.7 com uma carga resistiva conectada em estrela. O fluxo de corrente para a carga é controlado pelos tiristores T_1, T_3 e T_5; e os diodos fornecem o caminho de retorno para a corrente. A seqüência de disparo dos tiristores é T_1, T_3, T_5. Para a corrente fluir através do controlador de potência, pelo menos um tiristor tem de conduzir. Se todos os dispositivos fossem diodos, três deles conduziriam ao mesmo tempo e o ângulo de condução de cada um seria de 180°. Deve ser lembrado que um tiristor conduzirá se sua tensão de anodo for maior que a de catodo e se ele for disparado. Uma vez que um tiristor inicia sua condução, ele só é desligado se sua corrente cair a zero.

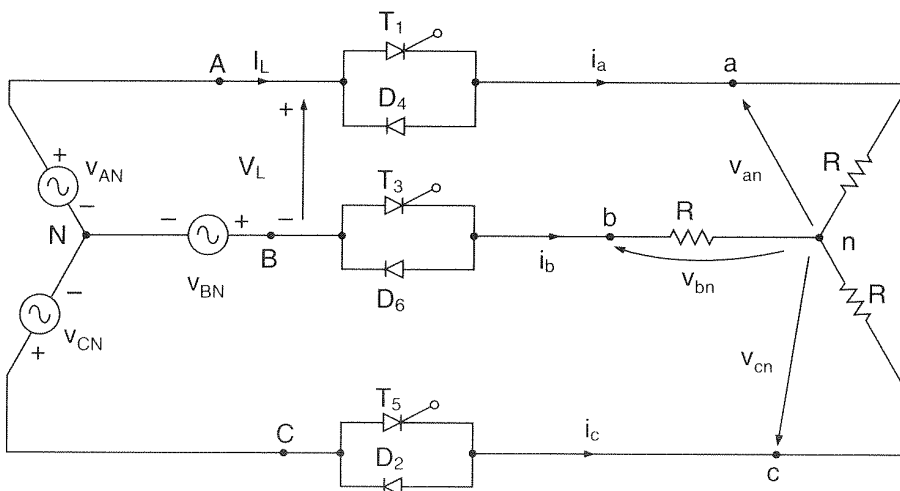



Figura 6.7

Controlador trifásico unidirecional.

Se V_s for o valor eficaz da tensão de fase de entrada e se forem definidas as tensões instantâneas de fase de entrada como

$$v_{AN} = \sqrt{2}\, V_{sn} \text{ sen } \omega t$$

$$v_{BN} = \sqrt{2}\, V_s \text{ sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$v_{CN} = \sqrt{2}\, V_s \text{ sen}\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)$$

então, as tensões de linha de entrada serão

$$v_{AB} = \sqrt{6}\, V_s \text{ sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$$

$$v_{BC} = \sqrt{6}\, V_s \text{ sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$$

$$v_{CA} = \sqrt{6}\, V_s \text{ sen}\left(\omega t - \frac{7\pi}{6}\right)$$

As formas de onda para tensões de entrada, ângulos de condução dos dispositivos e tensões de saída são mostradas na Figura 6.8 para $\alpha = 60^\circ$ e $\alpha = 150^\circ$. Deve-se notar que os intervalos de condução mostrados na Figura 6.8 pelas linhas hachuradas não estão em escala, mas têm larguras iguais a 30°. Para $0 \leq \alpha < 60^\circ$, tanto dois quanto três dispositivos podem conduzir simultaneamente, e as combinações possíveis são (1) dois tiristores e um diodo, (2) um tiristor e um diodo e (3) um tiristor e dois diodos. Se conduzirem três dispositivos, ocorre uma operação trifásica normal, como mostrado na Figura 6.9a, e a tensão de saída de uma fase será a mesma que a tensão de fase de entrada, por exemplo,

$$v_{an} = v_{AN} = \sqrt{2}\, V_s \text{ sen } \omega t \tag{6.25}$$

Por outro lado, se conduzirem dois dispositivos ao mesmo tempo, o fluxo de corrente ocorre apenas entre duas fases, e a terceira pode ser considerada um circuito aberto. A tensão de linha aparece sobre dois terminais da carga, como mostrado na Figura 6.9b, e a tensão de fase de saída é a metade da tensão de linha (por exemplo, com o terminal c estando em circuito aberto),

$$v_{an} = \frac{v_{AB}}{2} = \frac{\sqrt{3}\,\sqrt{2}\, V_s}{2} \text{ sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \tag{6.26}$$

As formas de onda para uma tensão de fase de saída (por exemplo, v_{an}) podem ser desenhadas diretamente a partir das tensões de entrada de fase e linha observando-se que v_{an} corresponde a v_{AN} se três dispositivos conduzirem; a $v_{AB}/2$ (ou $v_{AC}/2$), se dois

dispositivos conduzirem; e a zero, se o terminal *a* estiver aberto (ou como um circuito aberto). Para $60^\circ \leq \alpha < 120^\circ$, em qualquer instante de tempo, apenas um tiristor estará conduzindo e o caminho de retorno será compartilhado por um ou dois diodos. Para $120^\circ \leq \alpha < 210^\circ$, apenas um tiristor e um diodo conduzem ao mesmo tempo.

(a) Para α = 60°

(b) Para α = 150°

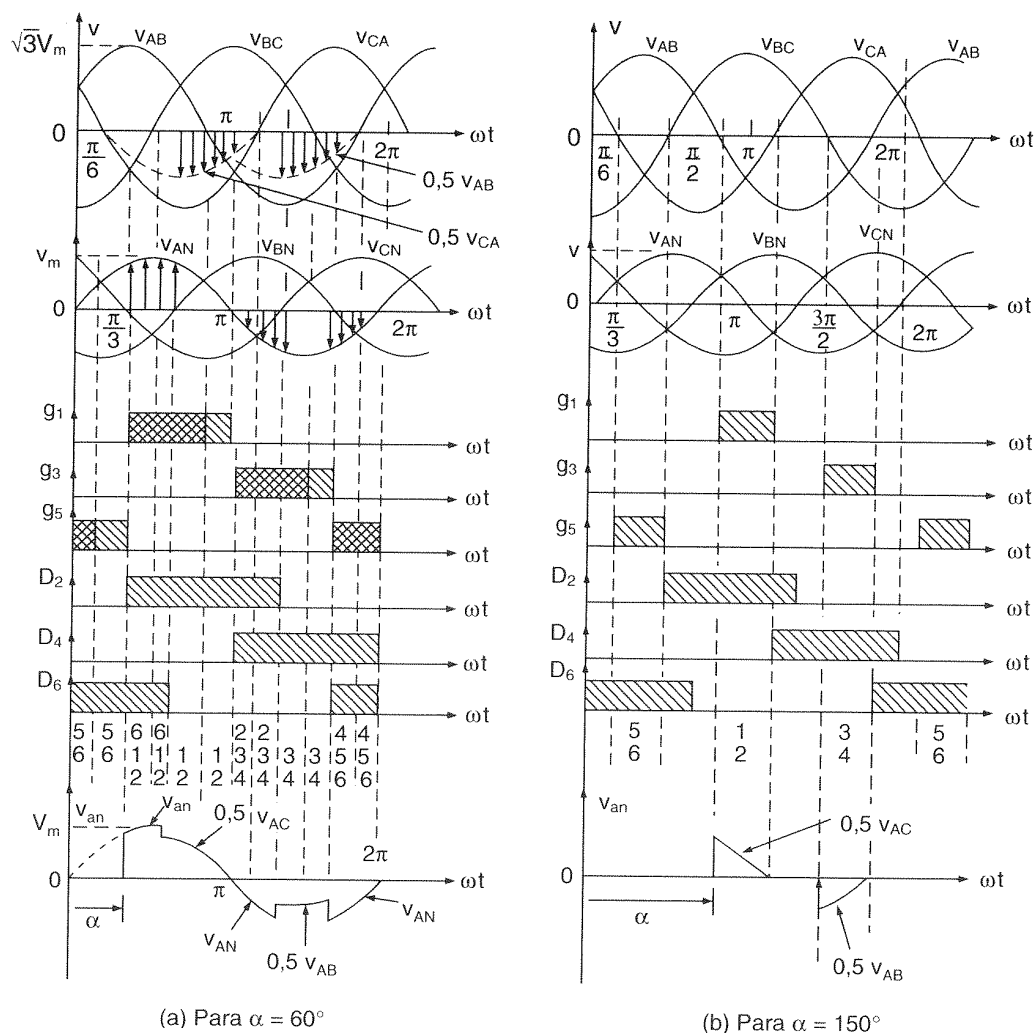



Figura 6.8

Formas de onda para o controlador trifásico unidirecional.

(a) Três dispositivos conduzindo

(b) Dois dispositivos conduzindo

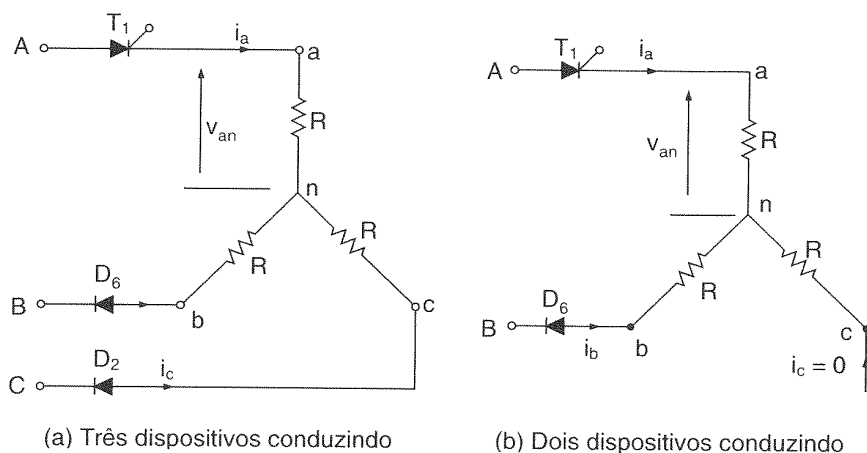



Figura 6.9

Carga resistiva conectada em estrela.

O ângulo de extinção β de um tiristor pode ser atrasado além de 180° (por exemplo, β de T_1 é 210° para $\alpha = 30°$, como mostrado na Figura 6.8b). Para $\alpha = 60°$, o ângulo de extinção é atrasado para 180° como mostrado na Figura 6.8a. Isso se deve ao fato de uma tensão de fase de saída poder depender da tensão de linha de entrada. Quando v_{AB} tornar-se zero em $\omega t = 150°$, a corrente do tiristor T_1 poderá continuar a fluir até que v_{CA} se torne zero em $\omega t = 210°$ e um ângulo de disparo de $\alpha = 210°$ dá tensão de saída (e potência) zero.

Os pulsos de gatilho dos tiristores devem ser contínuos e, por exemplo, o pulso de T_1 deve terminar em $\omega t = 210°$. Na prática, os pulsos de gatilho consistem de duas partes. O primeiro pulso de T_1 começa em qualquer lugar entre 0 e 150° e termina em $\omega t = 150°$, o segundo pulso, que pode começar em $\omega t = 150°$, sempre termina em $\omega t = 210°$. Isso permite que a corrente flua através do tiristor T_1 durante o período $150° \leq \omega t \leq 210°$ e aumenta a faixa de controle da tensão de saída. A faixa do ângulo de disparo é

$$0 \leq \alpha \leq 210° \tag{6.27}$$

A expressão para a tensão eficaz de fase de saída depende da faixa do ângulo de disparo. A tensão eficaz de saída para uma carga conectada em estrela pode ser encontrada como se segue. Para $0 \leq \alpha < 90°$:

$$V_o = \left[\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} v_{an}^2\, d(\omega t)\right]^{1/2}$$

$$= \sqrt{6}\, V_s\left\{\frac{1}{2\pi}\left[\int_\alpha^{2\pi/3}\frac{\text{sen}^2\,\omega t}{3}\,d(\omega t) + \int_{\pi/2}^{\pi/2+\alpha}\frac{\text{sen}^2\,\omega t}{4}\,d(\omega t)\right.\right.$$

$$\left.\left. + \int_{2\pi/3+\alpha}^{4\pi/3}\frac{\text{sen}^2\,\omega t}{3}\,d(\omega t) + \int_{3\pi/2}^{3\pi/2+\alpha}\frac{\text{sen}^2\,\omega t}{4}\,d(\omega t) + \int_{4\pi/3+\alpha}^{2\pi}\frac{\text{sen}^2\,\omega t}{3}\,d(\omega t)\right]\right\}^{1/2} \tag{6.28}$$

$$= \sqrt{3}\, V_s\left[\frac{1}{\pi}\left(\frac{\pi}{3} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\text{sen}\,2\alpha}{8}\right)\right]^{1/2}$$

Para $90° \leq \alpha < 120°$:

$$V_o = \sqrt{6}\, V_s\left\{\frac{1}{2\pi}\left[\int_\alpha^{2\pi/3}\frac{\text{sen}^2\,\omega t}{3}\,d(\omega t) + \int_{\pi/2}^{\pi} + \int_{\pi/2}^{\pi}\frac{\text{sen}^2\,\omega t}{4}\,d(\omega t)\right.\right. \tag{6.29}$$

$$+ \int_{2\pi/3+\alpha}^{4\pi/3} \frac{\operatorname{sen}^2 \omega t}{3} d(\omega t) + \int_{3\pi/2}^{2\pi} \frac{\operatorname{sen}^2 \omega t}{4} d(\omega t) + \int_{4\pi/3+\alpha}^{2\pi} \frac{\operatorname{sen}^2 \omega t}{3} d(\omega t) \Bigg]\Bigg\}^{1/2}$$

$$= \sqrt{3}\, V_s \left[\frac{1}{\pi} \left(\frac{11\pi}{24} - \frac{\alpha}{2} \right) \right]^{1/2}$$

Para $120° \leq \alpha < 210°$:

$$V_o = \sqrt{6}\, V_s \left\{ \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\pi/2 - 2\pi/3 + \alpha}^{\pi} \frac{\operatorname{sen}^2 \omega t}{4} d(\omega t) + \int_{3\pi/2 - 2\pi/3 + \alpha}^{2\pi} \frac{\operatorname{sen}^2 \omega t}{4} d(\omega t) \right] \right\}^{1/2}$$

$$= \sqrt{3}\, V_s \left[\frac{1}{\pi} \left(\frac{7\pi}{24} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{16} - \frac{\sqrt{3} \cos 2\alpha}{16} \right) \right]^{1/2} \tag{6.30}$$

No caso da conexão da carga em triângulo, a tensão de fase de saída seria a mesma que a tensão de linha. Entretanto, a corrente de fase da carga dependeria do número de dispositivos que conduzissem ao mesmo tempo. Se três dispositivos conduzissem, as correntes de linha e de fase fluiriam na relação normal do sistema trifásico, como mostrado na Figura 6.10a. Se a corrente na fase *a* for $i_{ab} = I_m \operatorname{sen} \omega t$, a corrente de linha será $i_a = i_{ab} - i_{ca} = \sqrt{3}\, I_m \operatorname{sen}(\omega t - \pi/6)$. Se dois dispositivos conduzissem ao mesmo tempo, um terminal da carga poderia ser considerado em circuito aberto, como mostrado na Figura 6.10b, e $i_{ca} = i_{bc} = -\, i_{ab}/2$. A corrente de linha da carga seria $i_a = i_{ab} - i_{ca} = (3I_m/2) \operatorname{sen} \omega t = 1{,}5 I_m \operatorname{sen} \omega t$.

(a) Três dispositivos conduzindo

(b) Dois dispositivos conduzindo

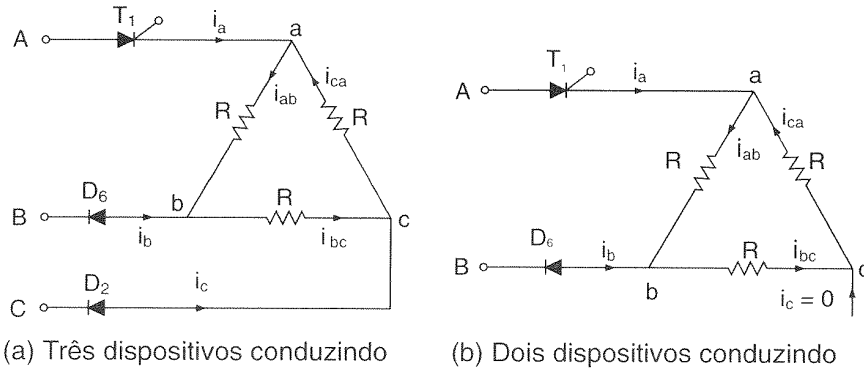
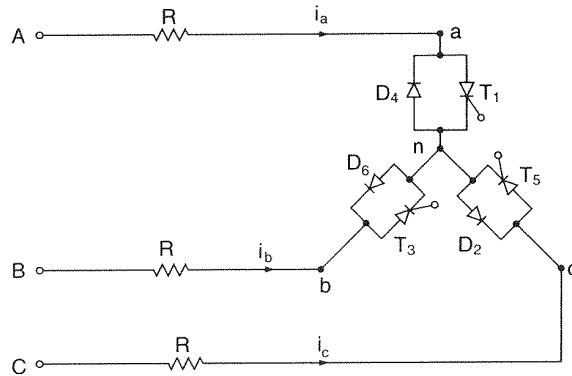



Figura 6.10

Carga resistiva conectada em triângulo.

Os dispositivos de potência podem ser conectados juntos, como mostra a Figura 6.11. Este arranjo, que permite a montagem de uma unidade compacta, só será possível se o neutro da carga for acessível.

Figura 6.11

Arranjo alternativo do controlador trifásico unidirecional.

Exemplo 6.5

O controlador trifásico unidirecional na Figura 6.7 alimenta uma carga resistiva conectada em estrela de $R = 10\ \Omega$ e a tensão de linha de entrada de 208 V (*rms*), 60 Hz. O ângulo de disparo é $\alpha = \pi/3$. Determinar (a) a tensão de fase eficaz de saída V_o, (b) o fator de potência de entrada PF e (c) as expressões para a tensão de saída instantânea da fase *a*.

Solução: $V_L = 208$ V, $V_s = V_L/\sqrt{3} = 208/\sqrt{3} = 120$ V, $\alpha = \pi/3$ e $R = 10\ \Omega$.

(a) A partir da Eq. (6.28), a tensão eficaz de fase de saída é $V_o = 110{,}86$ V.

(b) A corrente eficaz de fase da carga $I_a = 110{,}86/10 = 11{,}086$ A e a potência de saída é

$$P_o = 3I_a^2 R = 3 \times 11{,}086^2 \times 10 = 3686{,}98\,\text{W}$$

Como a carga está conectada em estrela, a corrente de fase é igual à corrente de linha, $I_L = I_a = 11{,}086$ A. A potência aparente de entrada é

$$\text{VA} = 3V_s I_L = 3 \times 120 \times 11{,}086 = 3990{,}96\,\text{VA}$$

O fator de potência é

$$\text{PF} = \frac{P_o}{\text{VA}} = \frac{3686{,}98}{3990{,}96} = 0{,}924 \text{ (indutivo)}$$

(c) Se a tensão de fase de entrada for tomada como referência e $v_{AN} = 120\sqrt{2}\,\text{sen}\,\omega t = 169{,}7\,\text{sen}\,\omega t$, as tensões instantâneas de linha de entrada serão

$$v_{AB} = 208\sqrt{2}\,\text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) = 294{,}2\,\text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$$

$$v_{BC} = 294{,}2\,\text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$$

$$v_{CA} = 294{,}2\,\text{sen}\left(\omega t - \frac{7\pi}{6}\right)$$

A tensão instantânea de fase de saída, v_{an}, que depende do número de dispositivos conduzindo, pode ser determinada a partir da Figura 6.8a, como se segue:

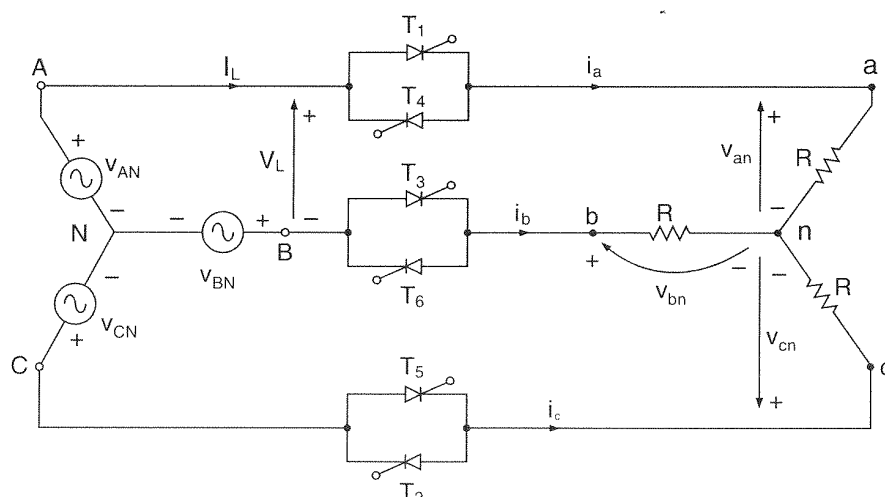
Para $0 \leq \omega t < \pi/3$: $v_{an} = 0$
Para $\pi/3 \leq \omega t < 4\pi/6$: $v_{an} = v_{AN} = 169{,}7 \text{ sen } \omega t$
Para $4\pi/6 \leq \omega t < \pi$: $v_{an} = v_{AC}/2 = -v_{CA}/2 = 147{,}1 \text{ sen } (\omega t - 7\pi/6 - \pi)$
Para $\pi \leq \omega t < 4\pi/2$: $v_{an} = v_{AN} = 169{,}7 \text{ sen } \omega t$
Para $4\pi/2 \leq \omega t < 5\pi/3$: $v_{an} = v_{AB}/2 = 147{,}1 \text{ sen } (\omega t + \pi/6)$
Para $5\pi/3 \leq \omega t < 2\pi$: $v_{an} = v_{AN} = 169{,}7 \text{ sen } \omega t$

Nota: O fator de potência desse controlador depende do ângulo de disparo α.

6.7 CONTROLADORES TRIFÁSICOS DE ONDA COMPLETA

Os controladores unidirecionais, que contêm corrente de entrada CC e maior conteúdo harmônico devido à natureza assimétrica da forma de onda da tensão de saída, normalmente não são utilizados em acionamentos de máquinas CA; em geral é utilizado um controle trifásico bidirecional. O diagrama do circuito de um controlador trifásico de onda completa (ou bidirecional) é mostrado na Figura 6.12 com uma carga resistiva conectada em estrela. A operação desse controlador é similar àquela do controlador de meia-onda, exceto que o caminho de retorno da corrente é fornecido pelos tiristores T_2, T_4 e T_6, em vez de diodos. A seqüência de disparo dos tiristores é T_1, T_2, T_3, T_4, T_5 e T_6.

Figura 6.12

Controlador trifásico bidirecional.

Se forem definidas as tensões instantâneas de fase de entrada como

$$v_{AN} = \sqrt{2}\, V_s \text{ sen } \omega t$$

$$v_{BN} = \sqrt{2}\, V_s \text{ sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$v_{CN} = \sqrt{2}\, V_s \text{ sen}\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)$$

as tensões instantâneas de linha de entrada serão

$$v_{AB} = \sqrt{6}\, V_s \text{ sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$$

$$v_{BC} = \sqrt{6}\, V_s \text{ sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$$

$$v_{CA} = \sqrt{6}\, V_s \text{ sen}\left(\omega t - \frac{7\pi}{6}\right)$$

As formas de onda para tensões de entrada, ângulos de condução dos tiristores e tensões de fase de saída são mostradas na Figura 6.13 para $\alpha = 60^\circ$ e $\alpha = 120^\circ$. Para $0 \leq \alpha < 60^\circ$, imediatamente antes do disparo de T_1, dois tiristores conduzem. Uma vez que T_1 seja disparado, três tiristores conduzem. Um tiristor corta (desliga) quando sua corrente tenta inverter-se. As condições se alternam entre a condução de dois e três tiristores.

Para $60^\circ \leq \alpha < 90^\circ$, apenas dois tiristores conduzem em qualquer instante. Para $90^\circ \leq \alpha < 150^\circ$, apesar de dois tiristores conduzirem em qualquer instante, há períodos em que nenhum tiristor está ligado. Para $\alpha \geq 150^\circ$, não há período em que haja condução de dois tiristores e a tensão de saída torna-se zero em $\alpha = 150^\circ$. A faixa do ângulo de disparo é

$$0 \leq \alpha < 150^\circ \tag{6.31}$$

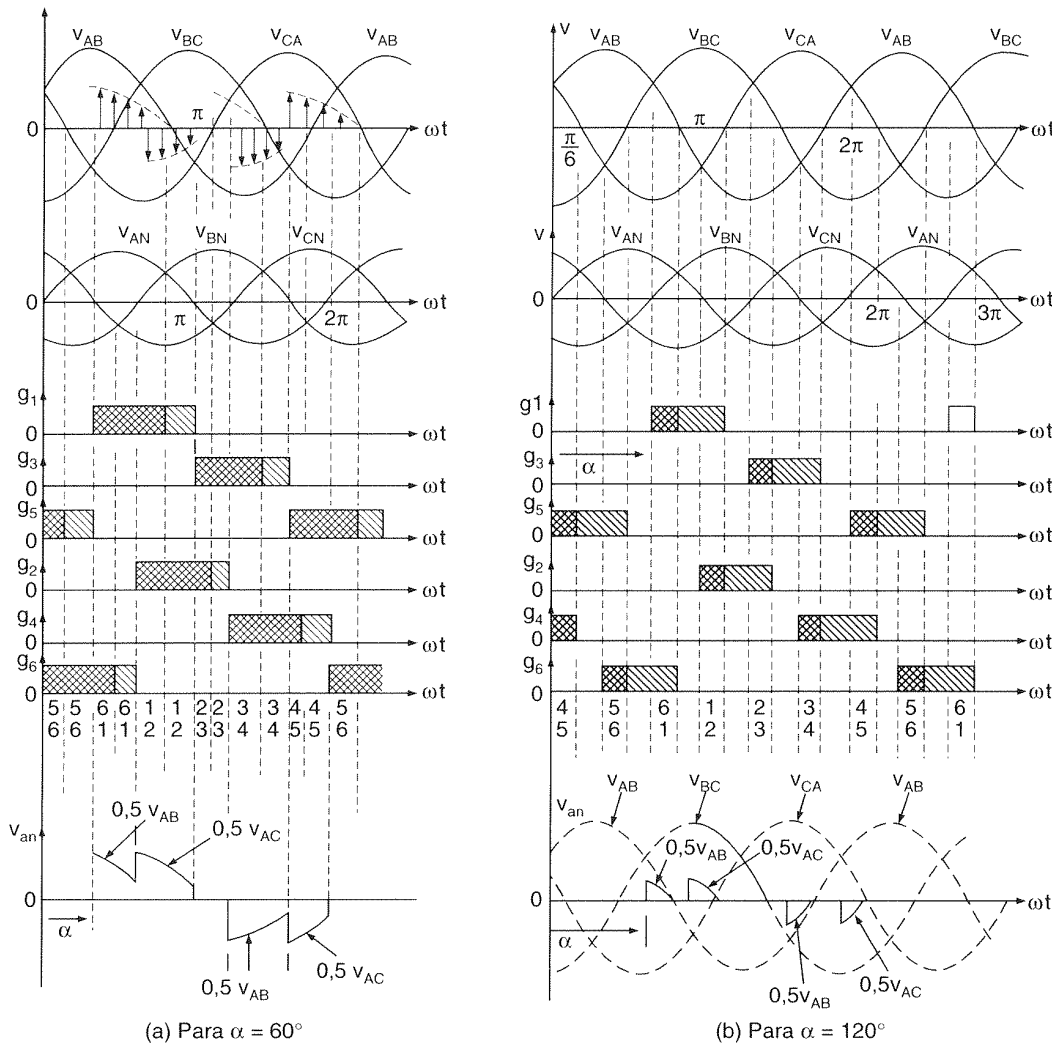



Figura 6.13

Formas de onda para o controlador bidirecional trifásico.

De forma similar aos controladores de meia-onda, a expressão para a tensão eficaz de fase de saída depende da faixa dos ângulos de disparo. A tensão eficaz de saída para uma carga conectada em estrela pode se encontrada como se segue. Para $0 \leq \alpha < 60°$:

$$V_o = \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{an}^2 \, d(\omega t) \right]^{1/2}$$

$$= \sqrt{6}\, V_s \left\{ \frac{2}{2\pi} \left[\int_\alpha^{\pi/3} \frac{\text{sen}^2\, \omega t}{3} \, d(\omega t) + \int_{\pi/4}^{\pi/2 + \alpha} \frac{\text{sen}^2\, \omega t}{4} \, d(\omega t) \right. \right.$$

$$+ \int_{\pi/3 + \alpha}^{2\pi/3} \frac{\text{sen}^2\, \omega t}{3} \, d(\omega t) + \int_{\pi/2}^{\pi 2 + \alpha} \frac{\text{sen}^2\, \omega t}{4} \, d(\omega t) \qquad (6.32)$$

$$+ \int_{2\pi/3+\alpha}^{\pi} \frac{\text{sen}^2\,\omega t}{3}\, d(\omega t) \Bigg]\Bigg\}^{1/2}$$

$$= \sqrt{6}\, V_s \left[\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{6} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\text{sen}\, 2\alpha}{8} \right) \right]^{1/2}$$

Para $60° \leq \alpha < 90°$:

$$V_o = \sqrt{6}\, V_s \left[\frac{2}{2\pi} \left\{ \int_{\pi/2-\pi/3+\alpha}^{5\pi/6-\pi/3+\alpha} \frac{\text{sen}^2\,\omega t}{4}\, d(\omega t) + \int_{\pi/2-\pi/3+\alpha}^{5\pi/6-\pi/3+\alpha} \frac{\text{sen}^2\,\omega t}{4}\, d(\omega t) \right\} \right]^{1/2}$$

$$= \sqrt{6}\, V_s \left[\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{12} + \frac{3\,\text{sen}\, 2\alpha}{16} + \frac{\sqrt{3}\cos 2\alpha}{16} \right) \right]^{1/2} \tag{6.33}$$

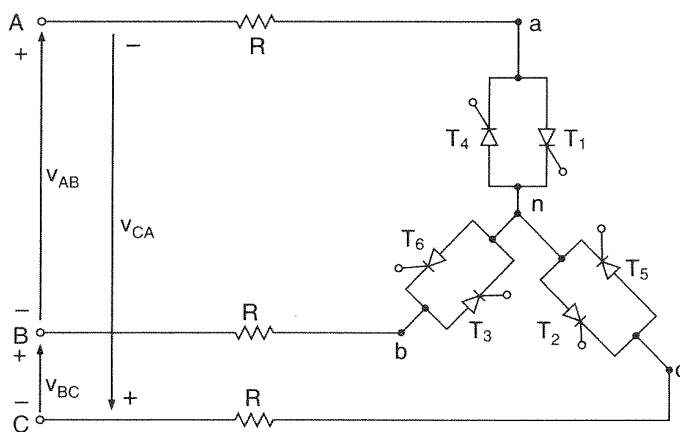
Para $90° \leq \alpha < 150°$:

$$V_o = \sqrt{6}\, V_s \left\{ \frac{2}{2\pi} \left[\int_{\pi/2-\pi/3+\alpha}^{\pi} \frac{\text{sen}^2\,\omega t}{4}\, d(\omega t) + \int_{\pi/2-\pi/3+\alpha}^{\pi} \frac{\text{sen}^2\,\omega t}{4}\, d(\omega t) \right] \right\}^{1/2}$$

$$= \sqrt{6}\, V_s \left[\frac{1}{\pi} \left(\frac{5\pi}{24} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\text{sen}\, 2\alpha}{16} + \frac{\sqrt{3}\cos 2\alpha}{16} \right) \right]^{1/2} \tag{6.34}$$

Os dispositivos de potência de um controlador bidirecional trifásico podem ser conectados juntos, como na Figura 6.14. Esse arranjo é conhecido em inglês como *tie control* e permite a montagem de todos os tiristores como uma única unidade.

Figura 6.14

Arranjo para o controle bidiredional trifásico, conhecido como *tie control*.

Exemplo 6.6

Repetir o Exemplo 6.5 para o controlador bidirecional trifásico da Figura 6.12.

Solução: $V_L = 208$ V, $V_s = V_L/\sqrt{3} = 208/\sqrt{3} = 120$ V, $\alpha = \pi/3$ e $R = 10\ \Omega$.

(a) A partir da Eq. (6.32), a tensão eficaz de fase de saída é $V_o = 100{,}9$ V.

(b) A corrente eficaz de fase da carga é $I_a = 100{,}9/10 = 10{,}09$ A e a potência de saída é

$$P_o = 3I_a^2 R = 3 \times 10{,}09^2 \times 10 = 3054{,}24\,\text{W}$$

Como a carga está conectada em estrela, a corrente de fase é igual à corrente de linha, $I_L = I_a = 10{,}09$ A. A potência aparente de entrada é

$$\text{VA} = 3V_sI_L = 3 \times 120 \times 10{,}09 = 3632{,}4\,\text{VA}$$

O fator de potência é

$$\text{PF} = \frac{P_o}{\text{VA}} = \frac{3054{,}24}{3632{,}4} = 0{,}84 \text{ (indutivo)}$$

(c) Se a tensão de fase de entrada for tomada como referência e for $v_{AN} = 120\sqrt{2}$ sen ωt = 169,7 sen ωt, as tensões instantâneas de linha de entrada serão

$$v_{AB} = 208\sqrt{2}\,\text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) = 294{,}2\,\text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$$

$$v_{BC} = 294{,}2\,\text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$$

$$v_{CA} = 294{,}2\,\text{sen}\left(\omega t - \frac{7\pi}{6}\right)$$

A tensão instantânea de fase de saída, v_{an}, que depende do número de dispositivos conduzindo, pode ser determinada a partir da Figura 6.13a, como se segue:

Para $0 \leq \omega t < \pi/3$: $v_{an} = 0$
Para $\pi/3 \leq \omega t < 2\pi/3$: $v_{an} = v_{AB}/2 = 147{,}1\,\text{sen}\,(\omega t + \pi/6)$
Para $2\pi/3 \leq \omega t < \pi$: $v_{an} = v_{AC}/2 = -v_{AC}/2 = 147{,}1\,\text{sen}\,(\omega t - 7\pi/6 - \pi)$
Para $\pi \leq \omega t < 4\pi/3$: $v_{an} = 0$
Para $4\pi/3 \leq \omega t < 5\pi/3$ $v_{an} = v_{AB}/2 = 147{,}1\,\text{sen}\,(\omega t + \pi/6)$
Para $5\pi/3 \leq \omega t < 2\pi$: $v_{an} = v_{AC}/2 = 147{,}1\,\text{sen}\,(\omega t - 7\pi/6 - \pi)$

Nota: O fator de potência, que depende do ângulo de disparo α, em geral é baixo, se comparado àquele do controlador de meia-onda.

6.8 CONTROLADORES BIDIRECIONAIS TRIFÁSICOS CONECTADOS EM TRIÂNGULO

Se os terminais de um sistema trifásico forem acessíveis, os elementos de controle (ou dispositivos de potência) e carga podem ser conectados em triângulo, como mostrado na Figura 6.15. Como a corrente de fase em um sistema trifásico normal é somente $1/\sqrt{3}$ da corrente de linha, as correntes nominais dos tiristores serão menores que aquelas que ocorreriam caso os tiristores (ou elementos de controle) fossem colocados na linha.

Supor que as tensões instantâneas de linha sejam:

$$v_{AB} = v_{ab} = \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen} \omega t$$

$$v_{BC} = v_{bc} = \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$v_{CA} = v_{ca} = \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)$$

As tensões de linha de entrada, correntes de linha e fase e sinais de gatilho dos tiristores são mostradas na Figura 6.16 para $\alpha = 120^\circ$ e uma carga resistiva.

Para cargas resistivas, a tensão eficaz de fase de saída pode ser determinada a partir de

$$V_o = \left[\frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{2\pi} v_{ab}^2\, d(\omega t)\right]^{1/2} = \left[\frac{2}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi} 2V_s^2 \operatorname{sen} \omega t\, d(\omega t)\right]^{1/2}$$

$$= V_s\left[\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{2}\right)\right]^{1/2} \tag{6.35}$$

A tensão de saída máxima seria obtida quando $\alpha = 0$ e a faixa de controle do ângulo de disparo seria

$$0 \leq \alpha \leq \pi \tag{6.36}$$

As correntes de linha, que podem ser determinadas a partir das correntes de fase, seriam

$$i_a = i_{ab} - i_{ca}$$

$$i_b = i_{bc} - i_{ab} \tag{6.37}$$

$$i_c = i_{ca} - i_{bc}$$

Pode-se notar a partir da Figura 6.16 que as correntes de linha dependem do ângulo de disparo e podem ser descontínuas. O valor eficaz das correntes de linha e fase para os circuitos da carga podem ser determinadas por solução numérica ou análise de Fourier.

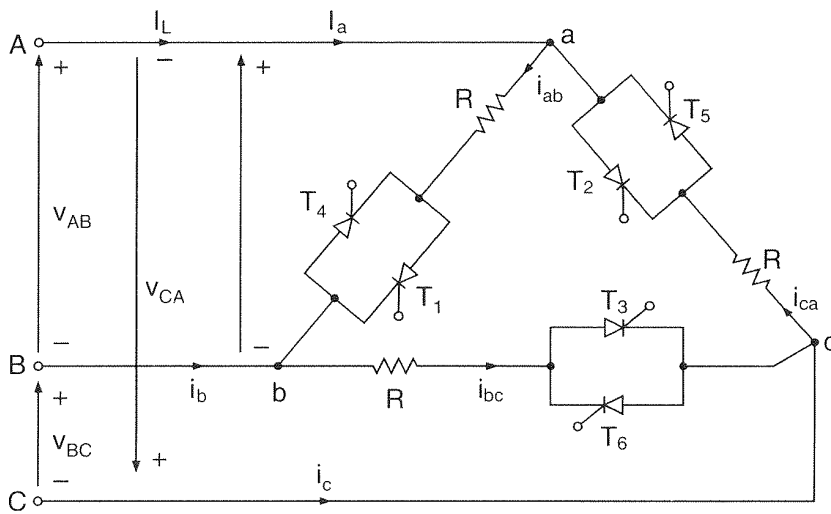



Figura 6.15

Controlador trifásico conectado em triângulo.

Se I_n for o valor eficaz do n-ésimo componente harmônico da corrente de uma fase, o valor eficaz da corrente de fase pode ser encontrado a partir de

$$I_{ab} = (I_1^2 + I_3^2 + I_5^2 + I_7^2 + I_9^2 + I_{11}^2 + \ldots + I_n^2)^{1/2} \tag{6.38}$$

Devido à conexão em triângulo, os componentes harmônicos múltiplos ímpares de três (isto é, aqueles de ordem $n = 3m$, onde m é um número ímpar inteiro) das correntes de fase fluiriam através do triângulo e não apareceriam na linha. Isto se deve ao fato de os harmônicos de seqüência zero estarem em fase em todas as três fases da carga. A corrente eficaz de linha torna-se

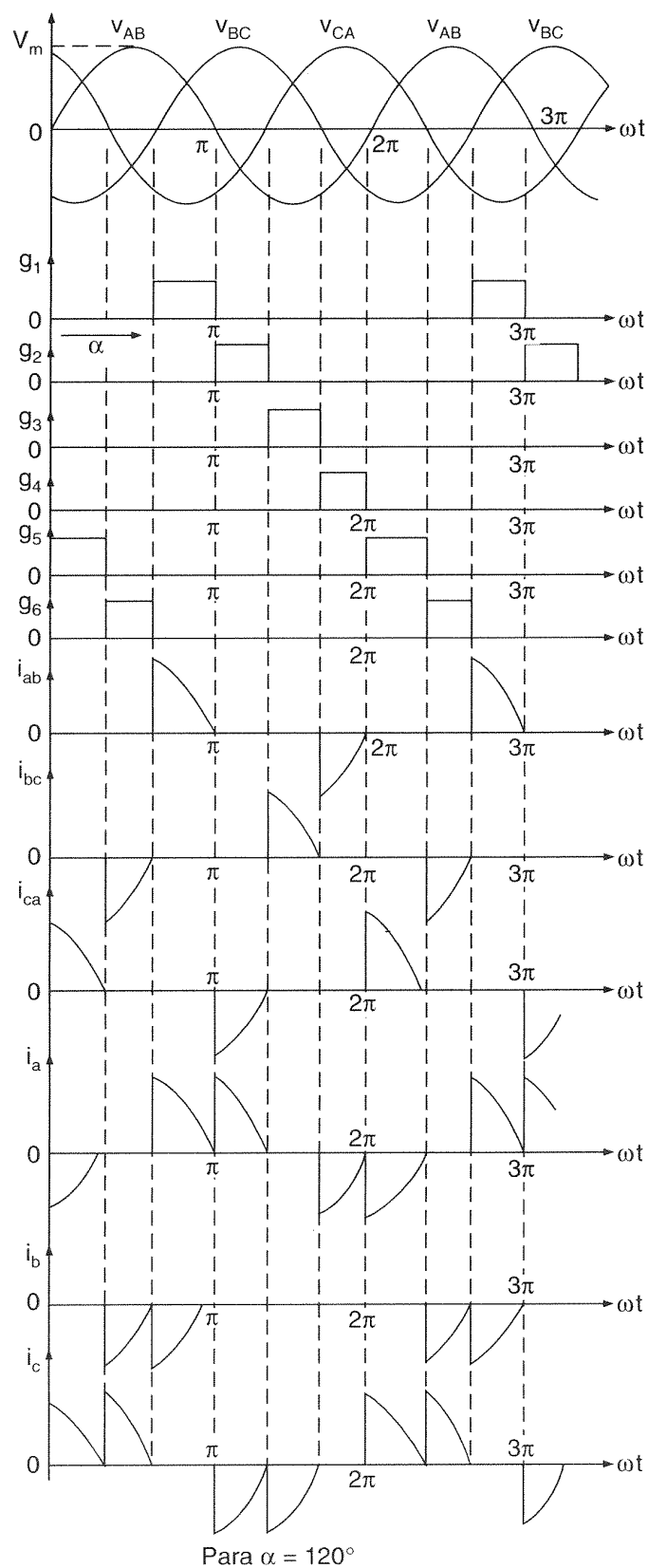
$$I_a = \sqrt{3}\,(I_1^2 + I_5^2 + I_7^2 + I_{11}^2 + \ldots + I_n^2)^{1/2} \tag{6.39}$$

Como resultado, o valor eficaz da corrente de linha não seguiria a relação normal do sistema trifásico de tal modo que

$$I_a < \sqrt{3}\ I_{ab} \tag{6.40}$$

Figura 6.16

Formas de onda para o controlador conectado em triângulo.

Para $\alpha = 120°$

Uma forma alternativa de controladores conectados em triângulo que requer apenas três tiristores e simplifica o circuito de controle é mostrada na Figura 6.17. Esse arranjo também é conhecido como *controlador conectado em polígono* (do inglês *polygon-connected controller*).

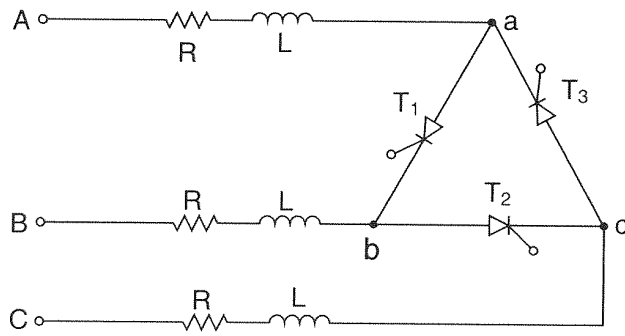



Figura 6.17

Controlador trifásico com três tiristores.

Exemplo 6.7

Um controlador bidirecional trifásico conectado em triângulo como o da Figura 6.15 tem uma carga resistiva de $R = 10\ \Omega$. A tensão de linha é $V_s = 208$ V (*rms*), 60 Hz e o ângulo de disparo é $\alpha = 2\pi/3$. Determinar (a) a tensão eficaz de fase de saída V_o; (b) as expressões para as correntes instantâneas i_a, i_{ab} e i_{ca}; (c) a corrente eficaz de fase de saída I_{ab} e a corrente eficaz de linha I_a; (d) o fator de potência de entrada PF; e (e) a corrente eficaz de um dos tiristores I_R.

Solução: $V_L = V_s = 208$ V, $\alpha = 2\pi/3$, $R = 10\ \Omega$ e o valor máximo da corrente de fase é $I_m = \sqrt{2} \times 208/10 = 29{,}4$ A.

(a) A partir da Eq. (6.35), $V_o = 92$ V.

(b) Supondo i_{ab} como o fator de referência e $i_{ab} = I_m \operatorname{sen} \omega t$, as correntes instantâneas são

Para $0 \leq \omega t < \pi/3$

$$I_{ab} = 0$$
$$i_{ca} = I_m \operatorname{sen} (\omega t - 4\pi/3)$$
$$i_a = i_{ab} - i_{ca} = -I_m \operatorname{sen} (\omega t - 4\pi/3)$$

Para $\pi/3 < \omega t < 2\pi/3$

$$i_{ab} = i_{ca} = i_a = 0$$

Para $2\pi/3 < \omega t < \pi$:

$$i_{ab} = I_m \operatorname{sen} \omega t$$
$$i_{ca} = 0$$
$$i_a = i_{ab} - i_{ca} = I_m \operatorname{sen} \omega t$$

Para $\pi < \omega t < 4\pi/3$:

$$i_{ab} = 0$$
$$i_{ca} = I_m \operatorname{sen} (\omega t - 4\pi/3)$$
$$i_a = i_{ab} - i_{ca} = -I_m \operatorname{sen} (\omega t - 4\pi/3)$$

Para $4\pi/3 < \omega t < 5\pi/3$: $i_{ab} = i_{ca} = i_a = 0$

Para $5\pi/3 < \omega t < 2\pi$: $i_{ab} = I_m \operatorname{sen} \omega t$

$i_{ca} = 0$

$i_a = i_{ab} - i_{ca} = I_m \operatorname{sen} \omega t$

(c) Os valores eficazes de i_{ab} e i_a são determinados por integração numérica utilizando-se um programa de computador. Os estudantes devem ser estimulados a verificar os resultados.

$$I_{ab} = 9{,}32\text{ A} \qquad I_L = I_a = 13{,}18\text{ A} \qquad \frac{I_a}{I_{ab}} = \frac{13{,}18}{9{,}32} = 1{,}1414 \neq \sqrt{3}$$

(d) A potência de saída é

$$P_o = 3I_{ab}^2 R = 3 \times 9{,}32^2 \times 10 = 2605{,}9$$

A potência aparente é

$$VA = 3V_s I_{ab} = 3 \times 208 \times 9{,}32 = 5815{,}7$$

O fator de potência é

$$PF = \frac{P_o}{VA} = \frac{2605{,}9}{5815{,}7} = 0{,}448 \text{ (indutivo)}$$

(e) A corrente no tiristor pode ser determinada a partir da corrente de fase:

$$I_R = \frac{I_{ab}}{\sqrt{2}} = \frac{9{,}32}{\sqrt{2}} = 6{,}59\text{ A}$$

Notas:

1. $V_o = I_{ab} R = 9{,}32 \times 10 = 93{,}2$ V, ao passo que a Eq. (6.35) dá 92 V. A diferença se deve ao arredondamento da solução numérica.
2. Para o controlador de tensão CA da Figura 6.17, a corrente de linha I_a não está relacionada com a corrente de fase I_{ab} por um fator de $\sqrt{3}$. Isso se deve à descontinuidade da corrente da carga na presença do controlador de tensão CA.

6.9 MUDANÇA DE DERIVAÇÃO DE TRANSFORMADORES MONOFÁSICOS

Os tiristores podem ser utilizados como chaves estáticas para a mudança de derivação (do inglês *tap*) de transformadores sob carga. Os variadores estáticos de derivações têm

a vantagem da ação de chaveamento muito rápida. A mudança pode ser controlada para ocorrer sob condições de carga e de maneira suave. O diagrama do circuito de um variador de derivação de transformador monofásico é mostrado na Figura 6.18. Apesar de um transformador poder ter múltiplos enrolamentos secundários, apenas dois são mostrados, por questões de simplificação.

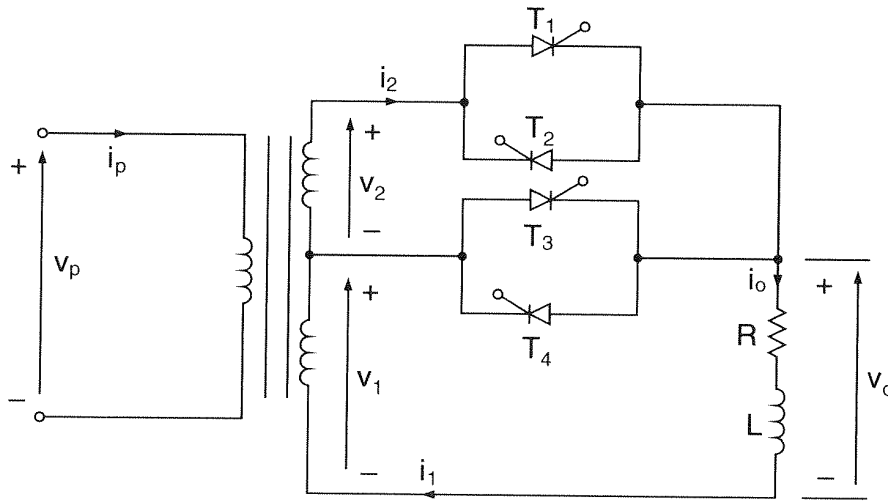



Figura 6.18

Variador de derivação de transformador monofásico.

As relações de espiras do transformador de entrada são tais que, se a tensão instantânea primária for

$$v_p = \sqrt{2}\,V_s \text{ sen } \omega t = \sqrt{2}\,V_p \text{ sen } \omega t$$

as tensões secundárias instantâneas serão

$$v_1 = \sqrt{2}\,V_1 \text{ sen } \omega t$$

e

$$v_2 = \sqrt{2}\,V_2 \text{ sen } \omega t$$

Um variador de derivações é mais comumente utilizado para cargas de aquecimento resistivo. Quando apenas os tiristores T_3 e T_4 são alternadamente disparados com um ângulo de disparo de $\alpha = 0$, a tensão da carga é mantida a um nível reduzido de $V_o = V_1$. Se for requerida a tensão total na saída, apenas os tiristores T_1 e T_2 serão disparados alternadamente, com um ângulo de disparo de $\alpha = 0$, e a tensão total será $v_o = V_1 + V_2$.

Os pulsos de disparo dos tiristores podem ser controlados para variar a tensão da carga. O valor eficaz da tensão da carga, V_o, pode ser variado dentro de três faixas possíveis:

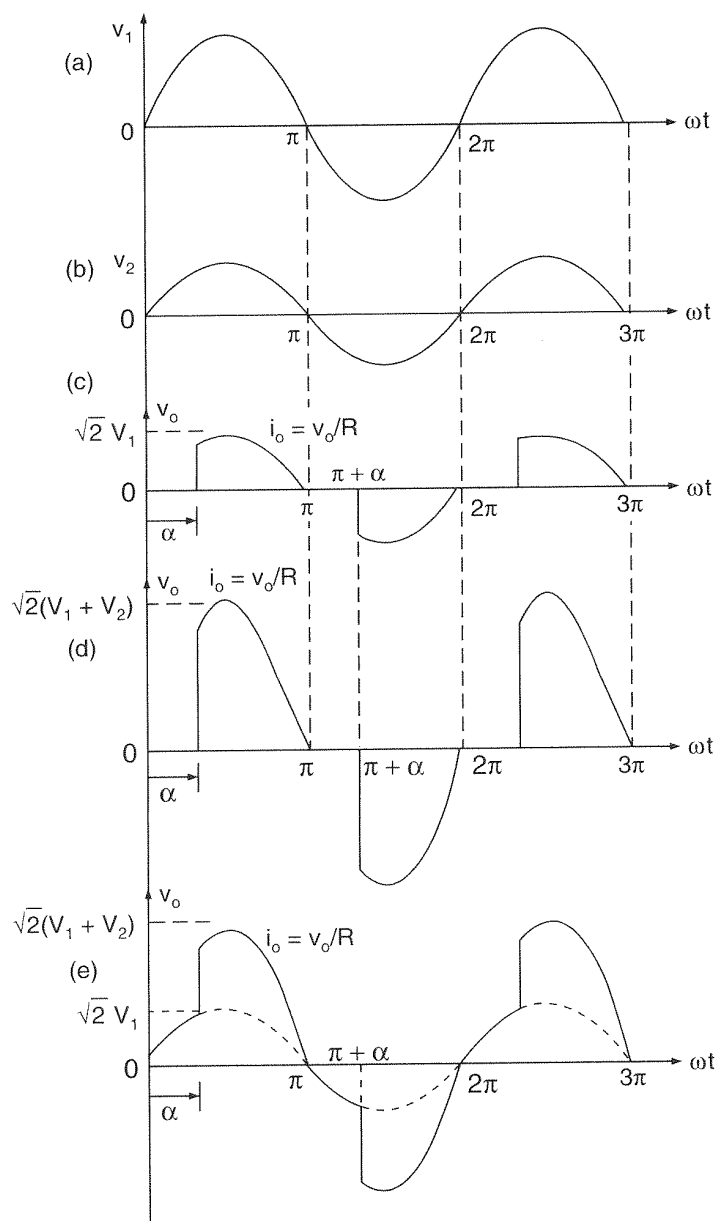
$$0 < V_o < V_1$$

$$0 < V_o < (V_1 + V_2)$$

e

$$V_1 < V_o < (V_1 + V_2)$$

Figura 6.19

Formas de onda para o variador de derivações de transformador.

Faixa de controle 1: $0 \leq V_o \leq V_1$. Para variar a tensão da carga dentro dessa faixa, os tiristores T_1 e T_2 são desligados. Os tiristores T_3 e T_4 podem operar como

um controlador de tensão monofásico. A tensão instantânea da carga v_o e a corrente da carga i_o são mostradas na Figura 6.19c para uma carga resistiva. A tensão eficaz da carga, que pode ser determinada a partir da Eq. (6.8), é

$$V_o = V_1\left[\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{\text{sen}\,2\alpha}{2}\right)\right]^{1/2} \tag{6.41}$$

e a faixa do ângulo de disparo é $0 \leq \alpha \leq \pi$.

Faixa de controle 2: $0 \leq V_o \leq (V_1 + V_2)$. Os tiristores T_3 e T_4 são desligados. Os tiristores T_1 e T_2 operam como um controlador de tensão monofásico. A Figura 6.19d mostra a tensão da carga v_o e sua corrente i_o para uma carga resistiva. A tensão eficaz da carga pode ser encontrada a partir de

$$V_o = (V_1 + V_2)\left[\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{\text{sen}\,2\alpha}{2}\right)\right]^{1/2} \tag{6.42}$$

e a faixa do ângulo de disparo é $0 \leq \alpha \leq \pi$.

Faixa de controle 3: $V_1 < V_o < (V_1 + V_2)$. O tiristor T_3 é disparado em $\omega t = 0$ e a tensão secundária v_1 aparece sobre a carga. Se o tiristor T_1 for disparado em $\omega t = \alpha$, o tiristor T_3 será reversamente polarizado, devido à tensão secundária v_2, e T_3 será desligado. A tensão que aparece sobre a carga é $(v_1 + v_2)$. Em $\omega t = \pi$, T_1 é autocomutado e T_4 é disparado. A tensão secundária v_1 aparece sobre a carga até que T_2 seja disparado em $\omega t = \pi + \alpha$. Quando T_2 é disparado em $\omega t = \pi + \alpha$, T_4 e desligado devido à tensão reversa v_2 e a tensão da carga é $(v_1 + v_2)$. Em $\omega t = 2\pi$, T_2 é autocomutado, T_3 é disparado novamente e o ciclo é repetido. A tensão v_o e a corrente i_o instantâneas da carga são mostradas na Figura 6.19e para uma carga resistiva.

Um variador de derivação com esse tipo de controle também é conhecido como *variador de derivações síncrono*. Ele utiliza controle em duas etapas. Uma parte da tensão secundária v_2 é superposta em uma tensão senoidal v_1. Como resultado, os conteúdos harmônicos são menores que aqueles obtidos para um atraso de fase normal, como discutido anteriormente, para a faixa de controle 2. A tensão eficaz da carga pode ser encontrada a partir de

$$V_o = \left[\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} v_0^2 \, d(\omega t)\right]^{1/2}$$

$$= \left\{ \frac{2}{2\pi} \left[\int_0^{\alpha} 2V_1^2 \operatorname{sen}^2 \omega t \, d(\omega t) + \int_{\alpha}^{\pi} 2(V_1 + V_2)^2 \operatorname{sen}^2 \omega t \, d(\omega t) \right] \right\}^{1/2} \quad (6.43)$$

$$= \left[\frac{V_1^2}{\pi} \left(\alpha - \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{2} \right) + \frac{(V_1 + V_2)^2}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{2} \right) \right]^{1/2}$$

Para cargas RL, o circuito de gatilho de um variador de derivações síncrono requer um projeto cuidadoso. Supor que os tiristores T_1 e T_2 estejam desligados, enquanto T_3 e T_4 são disparados durante o semiciclo alternado no cruzamento com o zero da corrente de carga. A corrente de carga então seria

$$i_o = \frac{\sqrt{2}\, V_1}{Z} \operatorname{sen}(\omega t - \theta)$$

onde $Z = [R^2 + (\omega L)^2]^{1/2}$ e $\theta = \tan^{-1}(\omega L/R)$.

A corrente instantânea da carga i_o é mostrada na Figura 6.20a. Se então T_1 for disparado em $\omega t = \alpha$, onde $\alpha < \theta$, o segundo enrolamento do transformador será curto-circuitado porque o tiristor T_3 ainda estará conduzindo uma corrente devido à carga indutiva. Portanto, o circuito de controle deve ser projetado de tal forma que T_1 não seja disparado até que T_3 seja desligado e $i_o \geq 0$. De forma similar, T_2 não deve ser disparado até que T_3 se desligue e $i_o \leq 0$. As formas de onda da tensão v_o e corrente i_o sobre a carga são mostradas na Figura 6.20b para $\alpha > \theta$.

Figura 6.20

Formas de onda de tensão e corrente para carga RL.

(a) Formas de onda sem o variador de derivações

(b) Variador síncrono

Exemplo 6.8

O circuito da Figura 6.18 é controlado como um variador de derivações síncrono. A tensão primária é 240 V (*rms*), 60 Hz. As tensões secundárias são $V_1 = 120$ V e $V_2 = 120$ V. Se a resistência da carga for $R = 10\ \Omega$ e a tensão eficaz da carga for 180 V, determinar (a) o ângulo de disparo dos tiristores T_1 e T_2, (b) a corrente eficaz dos tiristores T_1 e T_2, (c) a corrente eficaz dos tiristores T_3 e T_4 e (d) o fator de potência de entrada PF.

Solução: $V_o = 180$ V, $V_p = 240$ V, $V_1 = 120$ V, $V_2 = 120$ V e $R = 10\ \Omega$.

(a) O valor necessário do ângulo de disparo α para $V_o = 180$ V pode ser encontrado a partir da Eq. (6.43) de duas formas: (1) plotando-se V_o em função de α e encontrando-se o valor necessário de α, ou (2) utilizando-se um método iterativo de solução. Um programa de computador é utilizado para resolver a Eq. (6.43) para α, por iteração, e dá $\alpha = 98°$.

(b) A corrente eficaz dos tiristores T_1 e T_2 pode ser encontrada a partir da Eq. (6.42):

$$I_{R1} = \left[\frac{1}{2\pi R^2}\int_{\alpha}^{\pi} 2(V_1 + V_2)^2 \operatorname{sen}^2 \omega t\, d(\omega t)\right]^{1/2}$$

$$= \frac{V_1 + V_2}{\sqrt{2}\,R}\left[\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{2}\right)\right]^{1/2} \tag{6.44}$$

$$= 10{,}9 \text{ A}$$

(c) A corrente eficaz dos tiristores T_3 e T_4 é encontrada a partir de

$$I_{R3} = \left[\frac{1}{2\pi R^2}\int_{0}^{\alpha} 2V_1^2 \operatorname{sen} \omega t\, d(\omega t)\right]^{1/2}$$

$$= \frac{V_1}{\sqrt{2}\,R}\left[\frac{1}{\pi}\left(\alpha - \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{2}\right)\right]^{1/2} \tag{6.45}$$

$$= 6{,}5 \text{ A}$$

(d) A corrente eficaz do segundo (superior) enrolamento secundário é $I_2 = \sqrt{2}\, I_{R1} = 15{,}4$ A. A corrente eficaz do primeiro (inferior) enrolamento secundário, que é a corrente eficaz total dos tiristores T_1, T_2, T_3 e T_4, é

$$I_1 = [(\sqrt{2}\, I_{R1})^2 + (\sqrt{2}\, I_{R3})^2]^{1/2} = 17{,}94 \text{ A}$$

A potência aparente do primário, ou do secundário, é VA $= V_1 I_1 + V_2 I_2 = 120 \times 17{,}94 + 12 \times 15{,}4 = 4000{,}8$; a potência da carga, $P_o = V_o^2 R = 3240$ W, e o fator de potência

$$PF = \frac{P_o}{VA} = \frac{3240}{4000{,}8} = 0{,}8098 \text{ (indutivo)}$$

6.10 CICLOCONVERSORES

Os controladores de tensão CA fornecem uma tensão de saída variável, mas a freqüência dessa tensão de saída é fixa e além disso o conteúdo harmônico é elevado, especialmente na faixa de tensão de saída baixa. Uma tensão de saída variável com freqüência variável pode ser obtida a partir de conversões em dois estágios: tensão CA fixa em tensão CC variável (por exemplo, retificadores controlados) e tensão CC variável em tensão CA variável com freqüência variável (por exemplo, inversores, que são discutidos no Capítulo 8). Entretanto, os cicloconversores podem eliminar a necessidade de um ou mais conversores intermediários. Um cicloconversor é um variador de freqüência direto que converte energia CA de uma freqüência em energia CA em uma outra freqüência, através de conversão CA-CA, sem estágio de conversão intermediário.

A maioria dos cicloconversores é comutada naturalmente e a máxima freqüência de saída é limitada a um valor que é apenas uma fração da freqüência da fonte (ou rede de alimentação). Como resultado, as principais aplicações de cicloconversores são acionamentos de máquinas elétricas CA em baixa velocidade, na faixa de até 15000 kW, com freqüências de 0 a 20 Hz. Os acionamentos CA são discutidos no Capítulo 15.

Com o desenvolvimento das técnicas de conversão de potência e métodos modernos de controle, os acionamentos de máquinas elétricas CA através de inversores está tomando o lugar dos acionamentos através de cicloconversores. Entretanto, os avanços recentes em dispositivos de potência de chaveamento rápido e microprocessadores permitem a sintetização e a implementação de estratégias avançadas de conversão em *variadores diretos de freqüência com comutação forçada* (do inglês *forced-commutated direct-frequency changers – FCDFCs*), para otimizar a eficiência e reduzir os conteúdos harmônicos. As funções de chaveamento dos FCDFCs podem ser programadas para combinar as funções de chaveamento dos conversores CA-CC e CC-CA. Devido à natureza das derivações complexas envolvidas nos FCDFCs, os cicloconversores de comutação forçada não serão discutidos com mais profundidade.

6.10.1 Cicloconversores Monofásicos

O princípio de operação dos cicloconversores do tipo monofásico/monofásico pode ser explicado com o auxílio da Figura 6.21a. Os dois conversores monofásicos controlados são operados como retificadores em ponte. Entretanto, seus ângulos de disparo são tais que a tensão de saída de um conversor é igual e oposta à do outro. Se o conversor P estiver operando sozinho, a tensão média de saída é positiva e se o conversor N estiver

operando, a tensão é negativa. A Figura 6.21b mostra as formas de onda para a tensão de saída e os sinais de disparo para os conversores positivo e negativo, com ambos ligados durante um tempo $T_0/2$, cada um. A freqüência da tensão de saída é $f_o = 1/T_0$.

(a) Circuito

(b) Formas de onda para carga resistiva

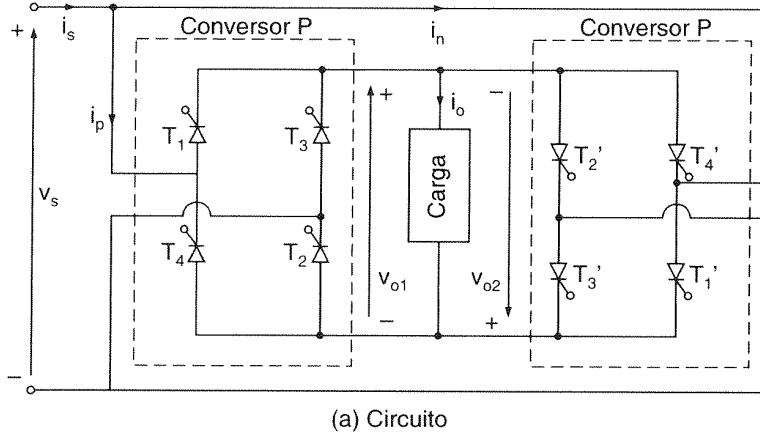
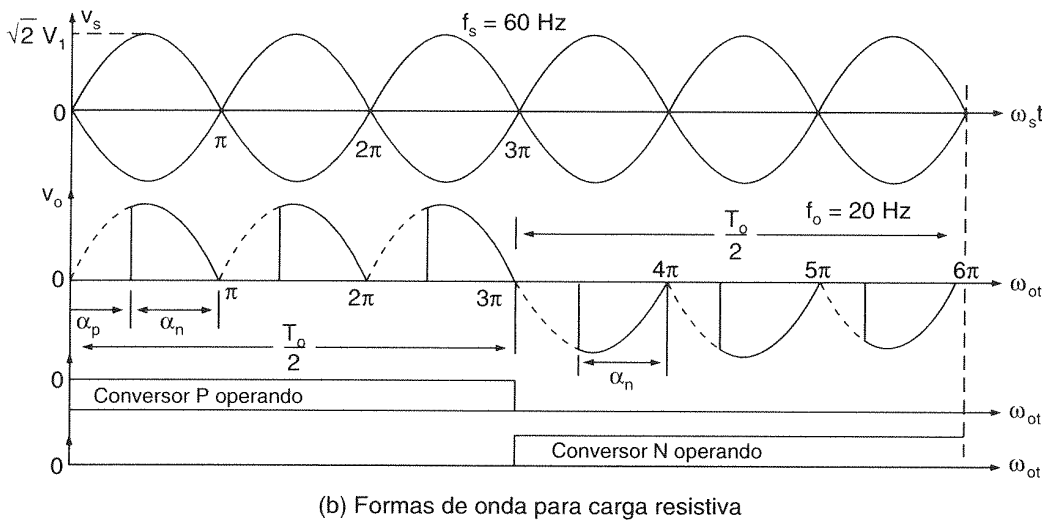



Figura 6.21

Cicloconversor monofásico/monofásico.

Se α_p for o ângulo de disparo do conversor positivo, o ângulo de disparo do conversor negativo será $\alpha_n = \pi - \alpha_p$. A tensão média de saída do conversor positivo será igual e oposta à do conversor negativo.

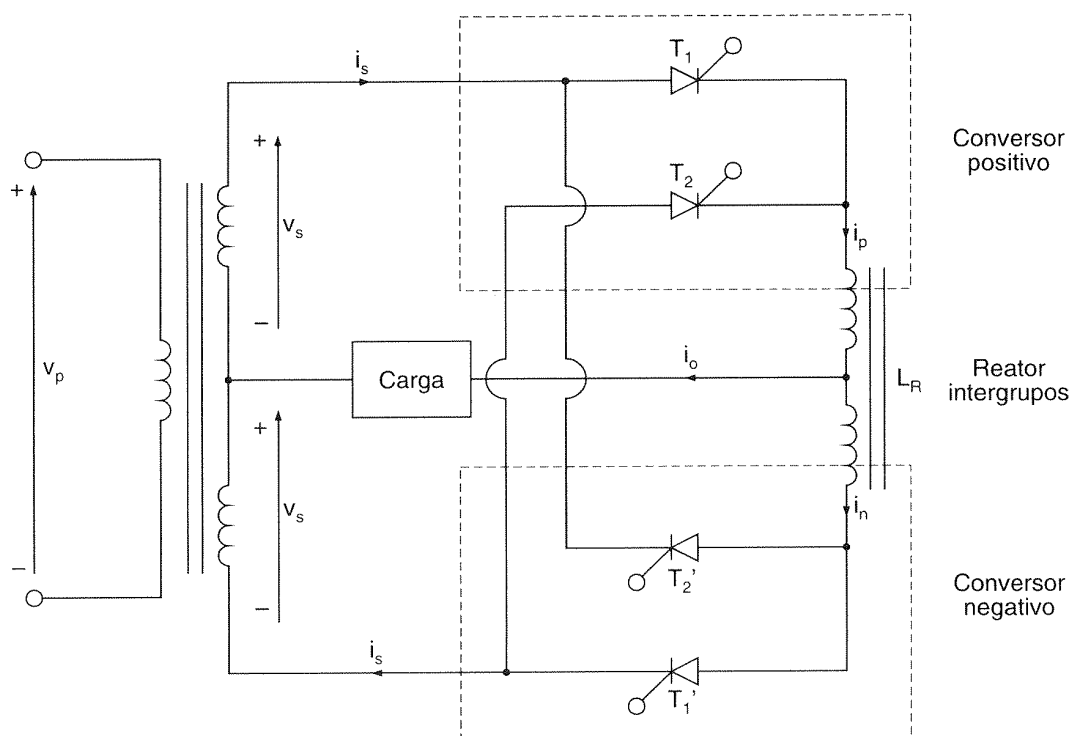
$$V_{\text{médio2}} = -V_{\text{médio1}} \tag{6.46}$$

De maneira similar aos conversores duais nas Seções 5.5 e 5.10, os valores instantâneos das tensões de saída dos dois podem não ser iguais. É possível que grandes correntes harmônicas circulem dentro dos conversores.

A corrente de circulação pode ser eliminada através da supressão dos sinais de gatilho, para o conversor que não está fornecendo corrente à carga. Um cicloconversor

monofásico com transformador de derivação central, como mostrado na Figura 6.22, possui um reator intergrupos, que mantém um fluxo contínuo de corrente e também limita a corrente de circulação.

Figura 6.22

Cicloconversor com reator intergrupos.

Exemplo 6.9

A tensão de entrada para o cicloconversor da Figura 6.21a é 120 V (*rms*), 60 Hz. A resistência da carga é 5 Ω e a indutância é $L = 40$ mH. A freqüência da tensão de saída é 20 Hz. Se os conversores são operados como semicontrolados, tal que $0 \leq \alpha \leq \pi$, e o ângulo de disparo é $\alpha_p = 2\pi/3$, determinar (a) o valor eficaz da tensão de saída V_o, (b) a corrente eficaz de cada tiristor I_R e (c) o fator de potência de entrada PF.

Solução: $V_s = 120\,\text{V}$, $f_s = 60\,\text{Hz}$, $f_o = 20\,\text{Hz}$, $R = 5\,\Omega$, $L = 40\,\text{mH}$, $\alpha_p = 2\pi/3$, $\omega_0 = 2\pi \times 20 = 125{,}66\,\text{rad/s}$ e $X_L = \omega_0 L = 5{,}027\,\Omega$.

(a) Para $0 \leq \alpha \leq \pi$, a Eq. (6.8) dá a tensão eficaz de saída como

$$V_0 = V_s \left[\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{\text{sen}\,2\alpha}{2}\right)\right]^{1/2} \tag{6.47}$$

$$= 53\,\text{V}$$

(b) $Z = [R^2 + (*\omega_0 L)^2]^{1/2} = 7{,}09\,\Omega$ e $\theta = \tan^{-1}(\omega_0 L/R) = 45{,}2°$. A corrente eficaz da carga, $I_o = V_o/Z = 53/7{,}09 = 7{,}48$ A. A corrente eficaz através de cada conversor $I_P = I_N = I_o/\sqrt{2} = 5{,}29$ A e a corrente eficaz através de cada tiristor, $I_R = I_p/\sqrt{2} = 3{,}74$ A.

(c) A corrente eficaz de entrada, $I_s = I_0 = 7{,}48$ A, a potência aparente nominal, $VA = V_s I_s = 897{,}6$ VA e a potência de saída $P_o = V_o I_o \cos\theta = 53 \times 7{,}48 \cos 45{,}2° = 279{,}35$ W. A partir da Eq. (6.8), o fator de potência de entrada é

$$\text{PF} = \frac{P_o}{V_s I_s} = \frac{V_o \cos\theta}{V_s} = \cos\theta \left[\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{\text{sen}\,2\alpha}{2}\right)\right]^{1/2} \tag{6.48}$$

$$= \frac{279{,}35}{897{,}6} = 0{,}311 \text{ (indutivo)}$$

Nota: A Eq. (6.48) não inclui o conteúdo harmônico da tensão de saída e dá o valor aproximado do fator de potência. O valor real será menor que o fornecido pela Eq. (6.48). As Eqs. (6.47) e (6.48) também são válidas para cargas resistivas.

6.10.2 Cicloconversores Trifásicos

O diagrama do circuito de um cicloconversor trifásico / monofásico é mostrado na Figura 6.23a. Os dois conversores CA / CC são retificadores trifásicos controlados. A síntese da forma de onda de saída para uma freqüência de 12 Hz é mostrada na Figura 6.23b. O conversor positivo opera durante meio-período da freqüência de saída e o conversor negativo durante a outra metade de período. A análise desse cicloconversor é similar à dos cicloconversores do tipo monofásico / monofásico.

O controle de máquinas elétricas CA requer uma tensão trifásica a uma freqüência variável. O cicloconversor da Figura 6.23a pode ser ampliado para fornecer saída trifásica colocando-se seis conversores trifásicos, como mostrado na Figura 6.24a. Cada fase consiste de seis tiristores, como mostrado na Figura 6.24b, e um total de 18 tiristores é necessário. Se forem utilizados seis conversores trifásicos de onda completa, serão necessários 36 tiristores.

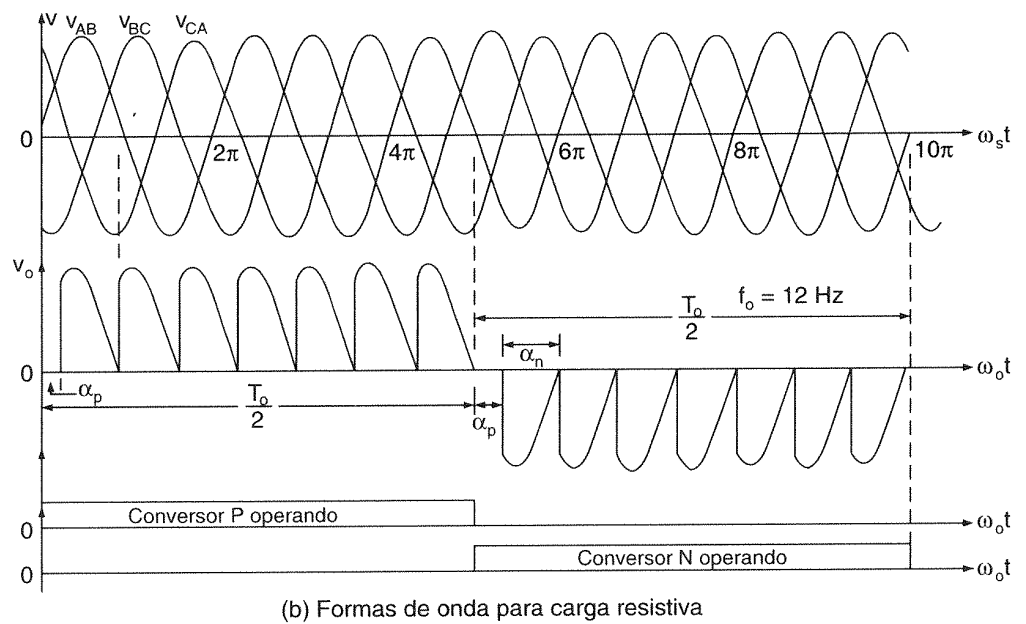
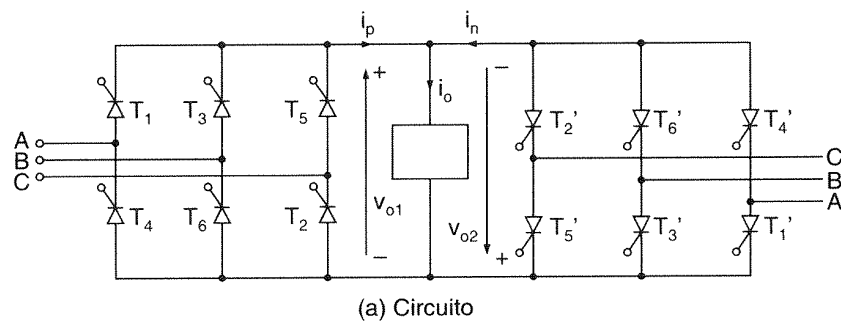
6.10.3 Redução dos Harmônicos de Saída

Pode-se notar a partir das Figuras 6.21b e 6.23b que a tensão de saída não é puramente senoidal e como resultado ela contém harmônicos. A Eq. (6.48) mostra que o fator de potência da entrada depende do ângulo de disparo dos tiristores e é baixo, especialmente na faixa de baixas tensões de saída.

A tensão de saída dos cicloconversores é basicamente feita de segmentos da(s) tensão(ões) de entrada e o valor médio de um segmento depende do ângulo de disparo para aquele segmento. Se os ângulos de disparo dos segmentos fossem variados de tal

forma que os valores médios dos segmentos correspondessem o mais próximo possível às variações da tensão de saída senoidal desejada, os harmônicos na tensão de saída poderiam ser minimizados. A Eq. (5.21) indica que a tensão média de saída de um segmento é uma função cossenoidal do ângulo de disparo. Os ângulos de disparo para os segmentos podem ser gerados através da comparação de um sinal senoidal na freqüência da fonte (rede) ($v_c = \sqrt{2}\, V_s \cos \omega t$) com uma tensão de referência senoidal ideal na freqüência de saída ($v_r = \sqrt{2}\, V_r \operatorname{sen} \omega t$). A Figura 6.25 mostra a geração dos sinais de disparo para os tiristores do cicloconversor da Figura 6.23a.

Figura 6.23

Cicloconversor trifásico/monofásico.

A tensão média máxima de um segmento (que ocorre para $\alpha_p = 0$) deve ser igual ao valor máximo da tensão de saída; por exemplo, a partir da Eq. (5.21),

$$V_p = \frac{2\sqrt{2}\, V_s}{\pi} = \sqrt{2}\, V_o \tag{6.49}$$

que dá o valor eficaz da tensão de saída como

$$V_o = \frac{2V_s}{\pi} = \frac{2V_p}{\pi} \tag{6.50}$$

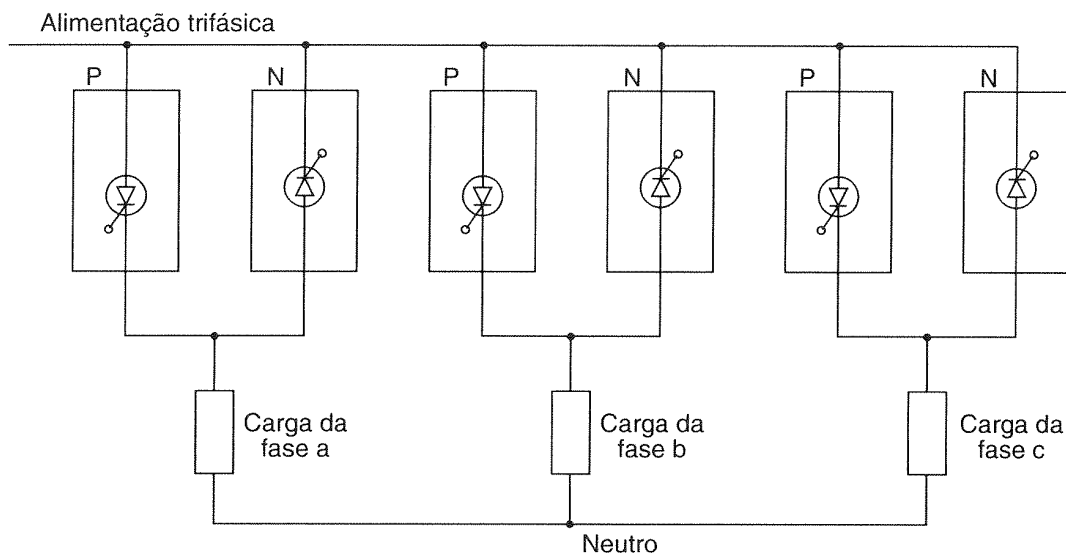
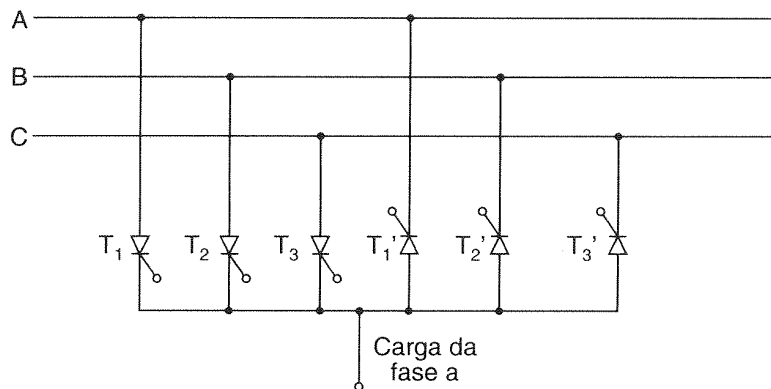
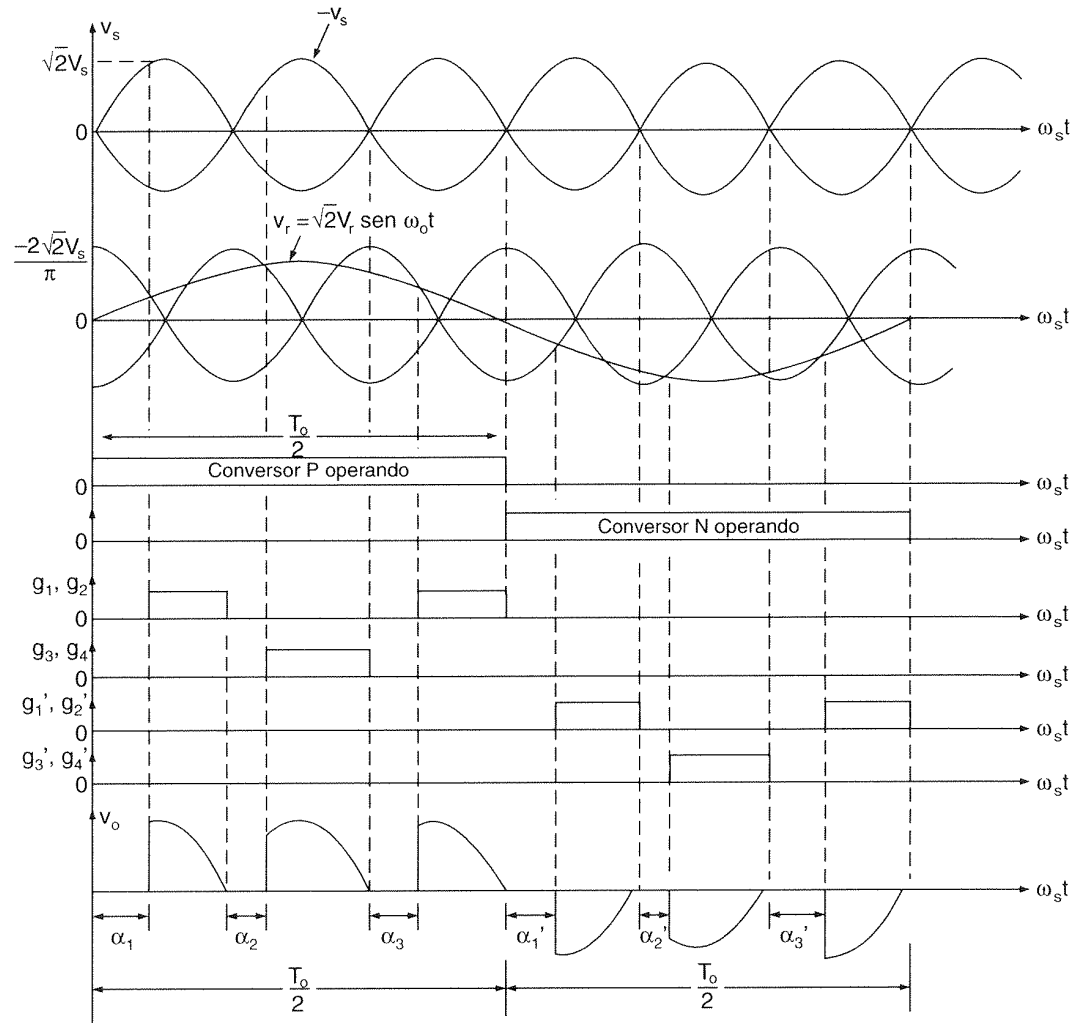



Figura 6.24

Cicloconversor trifásico.

Figura 6.25

Geração dos sinais de disparo dos tiristores.

Exemplo 6.10

Repetir o Exemplo 6.9 para o caso de os ângulos de disparo do cicloconversor serem gerados através da comparação de um sinal cossenoidal na freqüência da rede com um sinal senoidal na freqüência de saída, como mostrado na Figura 6.25.

Solução: $V_s = 120\,\text{V}$, $f_s = 60\,\text{Hz}$, $f_o = 20\,\text{Hz}$, $R = 5\,\Omega$, $L = 40\,\text{mH}$, $\alpha_p = 2\pi/3$, $\omega_0 = 2\pi \times 20 = 125{,}66\,\text{rad/s}$ e $X_L = \omega_0 L = 5{,}027\,\Omega$.

(a) A partir da Eq. (6.50), o valor eficaz da tensão de saída é

$$V_o = \frac{2V_s}{\pi} = 0{,}6366V_s = 0{,}6366 \times 120 = 76{,}39\,\text{V}$$

(b) $Z = [R^2 + (\omega_0 L)^2]^{1/2} = 7{,}09\,\Omega$ e $\theta = \tan^{-1}(\omega_0 L/R) = 45{,}2°$. A corrente eficaz da carga $I_o = V_o/Z = 76{,}39/7{,}09 = 10{,}77$ A. A corrente eficaz através de cada conversor, $I_p = I_N = I_L/\sqrt{2} = 7{,}62$ A; e a corrente eficaz através de cada tiristor, $I_R = I_p/\sqrt{2} = 5{,}39$ A.

(c) A corrente eficaz de entrada $I_S = I_o = 10{,}77$ A, a potência aparente VA $= V_s I_s = 1292{,}4$ VA e a potência de saída é

$$P_o = V_o I_o \cos\theta = 0{,}6366 V_s I_s \cos\theta = 579{,}73\,\text{W}.$$

O fator de potência de entrada é

$$\text{PF} = 0{,}6366 \cos\theta \tag{6.51}$$

$$= \frac{579{,}73}{1292{,}4} = 0{,}449 \text{ (indutivo)}$$

Nota: A Eq. (6.51) mostra que o fator de potência de entrada é independente do ângulo de disparo α e depende apenas do ângulo da carga θ. Mas para o controle do ângulo de fase normal, o fator de potência de entrada é dependente de ambos, o ângulo de disparo, α, e o ângulo da carga, θ. Se forem comparadas as Equações (6.48) e (6.51), haverá um valor crítico de ângulo de disparo, α_c, que é dado por

$$\left[\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha_c + \frac{\text{sen}\,2\alpha}{2}\right)\right]^{1/2} = 0{,}6366 \tag{6.52}$$

Para $\alpha < \alpha_c$, o controle do ângulo de disparo normal exibiria um melhor fator de potência e a solução da Eq. (6.52) daria $\alpha_c = 98{,}59°$.

6.11 CONTROLADORES DE TENSÃO CA COM CONTROLE PWM

Foi mostrado na Seção 5.11 que o fator de potência de entrada dos retificadores controlados pode ser melhorado pelo controle do tipo modulação por largura de pulsos (do inglês *pulse width modulation – PWM*). Os controladores tiristorizados comutados naturalmente introduzem harmônicos de ordem inferior em ambos os lados, da carga e da rede de alimentação, e têm baixo fator de potência de entrada. A performance dos controladores de tensão CA pode ser melhorada através do controle PWM. A configuração do circuito de um controlador de tensão CA monofásico com controle PWM é mostrada na Figura 6.26a. Os sinais de disparo das chaves são mostrados na Figura 6.26b. As chaves CH_1 e CH_2 são ligadas e desligadas várias vezes durante os semiciclos positivo e negativo da tensão de entrada, respectivamente. CH_1' e CH_2' fornecem os caminhos de livre circulação para a corrente de carga, enquanto CH_1 e CH_2, respectivamente, estiverem desligadas. Os diodos evitam que tensões reversas apareçam sobre as chaves.

Figura 6.26

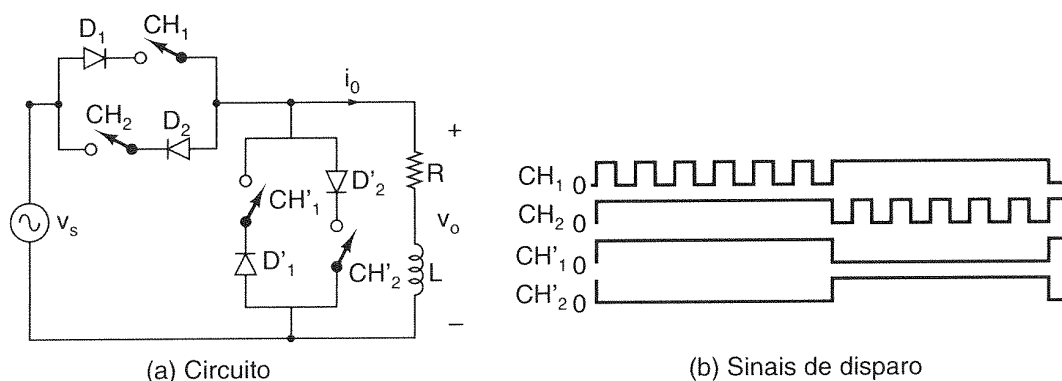
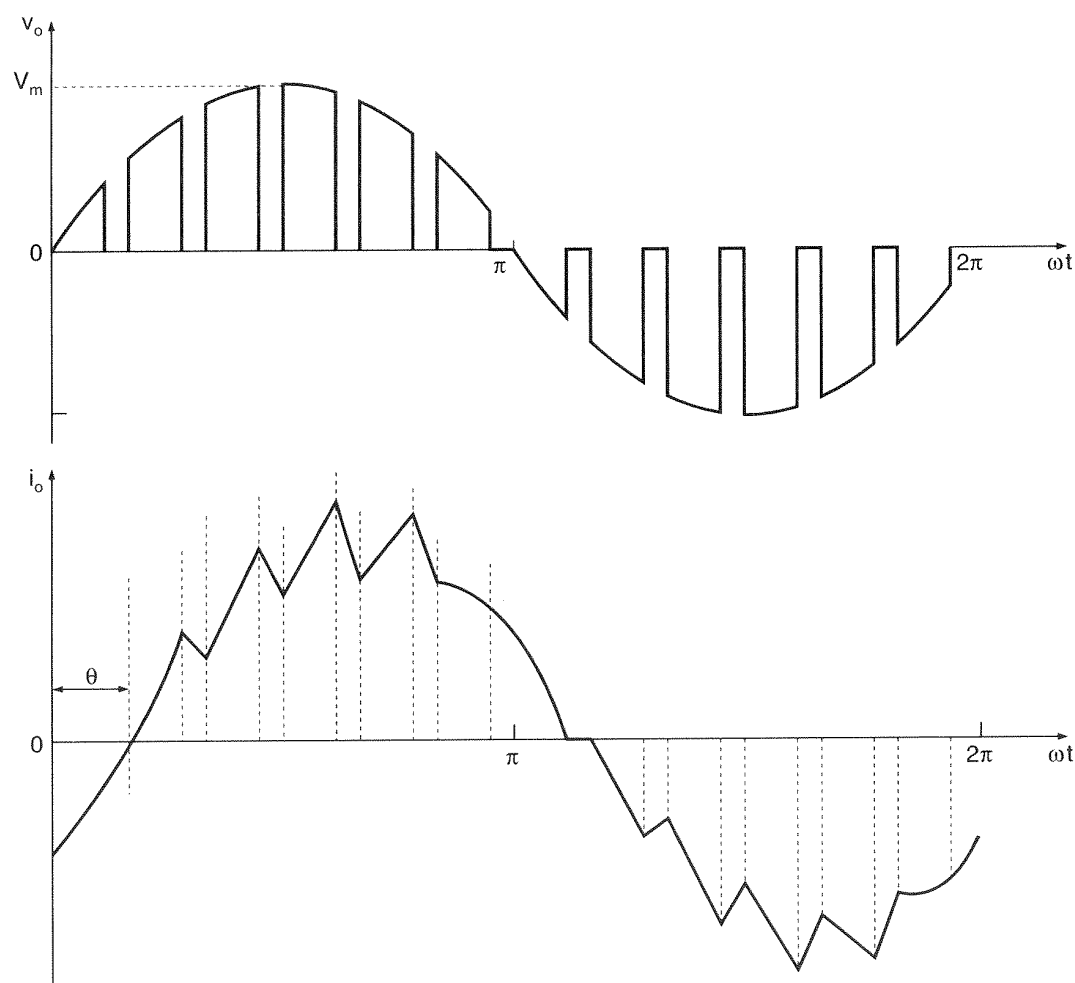
Controlador de tensão CA com controle PWM.

A tensão de saída é mostrada na Figura 6.27a. Para uma carga resistiva, a forma de onda da corrente de carga será semelhante à da tensão de saída. Com uma carga *RL*, a corrente de carga crescerá no sentido positivo ou negativo quando as chaves CH_1 ou CH_2, respectivamente, estiverem ligadas. De maneira similar, a corrente de carga cairá quando CH_1 ou CH_2 forem ligadas. A corrente de carga é mostrada na Figura 6.27b com uma carga *RL*.

Figura 6.27

Tensão de saída e corrente de carga de um controlador de tensão CA.

6.12 PROJETO DE CIRCUITOS CONTROLADORES DE TENSÃO CA

As especificações dos dispositivos de potência têm de ser calculadas para a condição do pior caso, que ocorre quando o conversor entrega o máximo valor eficaz de tensão de saída V_o. Os filtros de entrada e saída também têm de ser projetados para as condições do pior caso. A saída de um controlador de potência contém harmônicos e o ângulo de disparo para a condição do pior caso de um arranjo particular de circuito deve ser determinado. As etapas envolvidas no projeto de circuitos de potência e filtros são similares àquelas do projeto de circuitos retificadores, na Seção 3.11.

Exemplo 6.11

Um controlador de tensão CA monofásico de onda completa, como o da Figura 6.3a, controla o fluxo de potência de uma rede de 230 V, 60 Hz através de uma carga resistiva. A máxima potência de saída desejada é 10 kW. Calcular (a) a máxima corrente eficaz nominal dos tiristores I_{RM}, (b) a máxima corrente média nominal dos tiristores I_{AM}, (c) a corrente máxima dos tiristores I_p e (d) o valor da tensão máxima dos tiristores V_p.

Solução: $P_o = 10000\,\text{W}$, $V_s = 230\,\text{V}$ e $V_m = \sqrt{2} \times 230 = 325{,}3\,\text{V}$. A potência máxima será entregue quando o ângulo de disparo for $\alpha = 0$. A partir da Eq. (6.8), o valor eficaz da tensão de saída $V_o = V_s = 230\,\text{V}$, $P_o = V_0^2/R = 230^2/R = 10000$ e a resistência da carga é $R = 5{,}29\,\Omega$.

(a) O valor eficaz máximo da corrente de carga $I_{oM} = V_o/R = 230/5{,}29 = 43{,}48$ A e o valor eficaz máximo da corrente no tiristor $I_{RM} = I_o/\sqrt{2} = 30{,}75$ A.

(b) A partir da Eq. (6.10), a corrente média máxima dos tiristores é

$$I_{AM} = \frac{\sqrt{2} \times 230}{\pi \times 5{,}29} = 19{,}57\,\text{A}$$

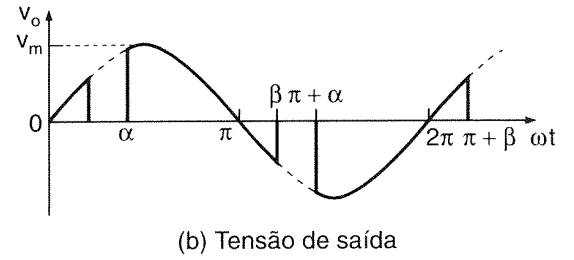
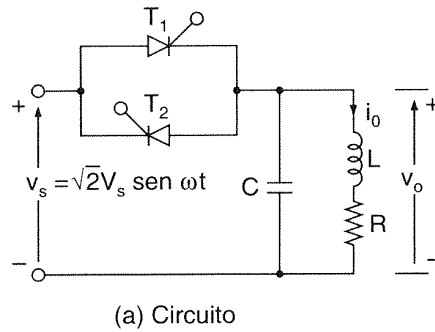
(c) A corrente máxima do tiristor $I_p = V_m/R = 325{,}3/5{,}29 = 61{,}5$ A.

(d) A tensão máxima do tiristor $V_p = V_m = 325{,}3$ V.

Exemplo 6.12

Um controlador monofásico de onda completa, como o da Figura 6.6a, controla a potência sobre uma carga RL a partir de uma fonte de 120 V (*rms*), 60 Hz. (a) Utilizar o método da série de Fourier para obter as expressões da tensão de saída $v_o(t)$ e corrente de carga $i_o(t)$ em função do ângulo de disparo α. (b) Determinar o ângulo de disparo para a máxima quantidade de corrente harmônica de mais baixa ordem na carga. (c) Se $R = 5\,\Omega$, $L = 10\,\text{mH}$ e $\alpha = \pi/2$, determinar o valor eficaz da corrente de terceiro harmônico. (d) Se um capacitor for conectado à carga (Figura 6.28), calcular o valor da capacitância para reduzir a corrente do terceiro harmônico para 10% do valor sem o capacitor.

Figura 6.28

Conversor monofásico de onda completa com carga *RL*.

Solução: (a) A forma de onda para a tensão de entrada é mostrada na Figura 6.6b. A tensão de saída instantânea, como mostrado na Figura 6.28b, pode ser expressa na série de Fourier como

$$v_o(t) = V_{\text{médio}} + \sum_{n=1,2,\ldots}^{\infty} a_n \cos n\omega t + \sum_{n=1,2,\ldots}^{\infty} b_n \operatorname{sen} n\omega t \tag{6.53}$$

onde

$$V_{\text{médio}} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} V_m \operatorname{sen} \omega t \, d(\omega t) = 0$$

$$a_n = \frac{1}{\pi}\left[\int_{\alpha}^{\beta} \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen} \omega t \cos n\omega t \, d(\omega t) + \int_{\pi+\alpha}^{\pi+\beta} \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen} \omega t \cos n\omega t \, d(\omega t)\right]$$

$$= \frac{\sqrt{2}\, V_s}{2\pi}\left[\frac{\cos (1-n)\alpha - \cos (1-n)\beta + \cos(1-n)(\pi+\alpha) - \cos (1+n)(\pi+\beta)}{1-n}\right.$$

$$\left. + \frac{\cos (1+n)\alpha - \cos(1-n)\beta + \cos (1+n)(\pi+\alpha) - \cos (1+n)(\pi+\beta)}{1+n}\right]$$

$$\text{para } n = 3, 5, \ldots \tag{6.54}$$

$$= 0 \qquad \text{para } n = 2, 4, \ldots$$

$$b_n = \frac{1}{\pi}\left[\int_{\alpha}^{\beta} \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen} \omega t \operatorname{sen} n\omega t \, d(\omega t) + \int_{\pi+\alpha}^{\pi+\beta} \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen} \omega t \operatorname{sen} n\omega t \, d(\omega t)\right]$$

$$= \frac{\sqrt{2}\, V_s}{2\pi}\left[\frac{\operatorname{sen} (1-n)\beta - \operatorname{sen} (1-n)\alpha + \operatorname{sen} (1-n)(\pi+\beta) - \operatorname{sen} (1-n)(\pi+\alpha)}{1-n}\right.$$

$$- \frac{\operatorname{sen}(1+n)\beta - \operatorname{sen}(1+n)\alpha + \operatorname{sen}(1+n)(\pi+\beta) - \operatorname{sen}(1+n)(\pi+\alpha)}{1+n}\Bigg]$$

$$\text{para } n = 3, 5, \ldots \tag{6.55}$$

$$= 0 \qquad \text{para } n = 2, 4, \ldots$$

$$a_1 = \frac{1}{\pi}\left[\int_{\alpha}^{\beta} \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen} \omega t \cos \omega t \, d(\omega t) + \int_{\pi+\alpha}^{\pi+\beta} \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen} \omega t \cos \omega t \, d(\omega t)\right]$$

$$= \frac{\sqrt{2}\, V_s}{2\pi}[\operatorname{sen}^2 \beta - \operatorname{sen}^2 \alpha + \operatorname{sen}^2(\pi+\beta) - \operatorname{sen}^2(\pi+\alpha)]$$

$$\text{para } n = 1 \tag{6.56}$$

$$b_1 = \frac{1}{\pi}\left[\int_{\alpha}^{\beta} \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen}^2 \omega t \, d(\omega t) + \int_{\pi+\alpha}^{\pi+\beta} \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen}^2 \omega t \, d(\omega t)\right]$$

$$= \frac{\sqrt{2}\, V_s}{2\pi}\left[2(\beta-\alpha) - \frac{\operatorname{sen} 2\beta - \operatorname{sen} 2\alpha + \operatorname{sen} 2(\pi+\beta) - \operatorname{sen} 2(\pi+\alpha)}{2}\right]$$

$$\text{para } n = 1 \tag{6.57}$$

A impedância da carga é

$$Z = R + j(n\omega L) = [R^2 + (n\omega L)^2]^{1/2} \angle \theta_n$$

e $\theta_n = \tan^{-1}(n\omega L/R)$. Dividindo $v_o(t)$ na Eq. (6.53) pela impedância da carga Z e simplificando os termos em senos e cossenos, obtém-se a corrente de carga como

$$i_o(t) = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \sqrt{2}\, I_n \operatorname{sen}(n\omega t - \theta_n + \phi_n) \tag{6.58}$$

onde $\phi_n = \tan^{-1}(a_n/b_n)$ e

$$I_n = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{(a_n^2 + b_n^2)^{1/2}}{[R^2 + (n\omega L)^2]^{1/2}}$$

(b) O terceiro harmônico é o de mais baixa ordem. O cálculo do terceiro harmônico para os vários valores de ângulo de disparo mostra que ele se torna máximo para $\alpha = \pi/2$.

(c) Para $\alpha = \pi/2$, $L = 6{,}5$ mH, $R = 2{,}5\ \Omega$, $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s e $V_s = 120$ V. A partir do Exemplo 6.4, obtém-se o ângulo de extinção como $\beta = 220{,}43°$. Para valores conhecidos de α, β, R, L e V_s, podem ser calculados a_n e b_n da série de Fourier na Eq. (6.53) e a corrente de carga i_o na Eq. (6.58). A corrente de carga é dada por

$$\begin{aligned} i_o(t) &= 28{,}93 \operatorname{sen}(\omega t - 44{,}2° - 18°) + 7{,}96 \operatorname{sen}(3\omega t - 71{,}2° + 68{,}7°) \\ &+ 2{,}68 \operatorname{sen}(5\omega t - 78{,}5° - 68{,}6°) + 0{,}42 \operatorname{sen}(7\omega t - 81{,}7° + 122{,}7°) \\ &+ 0{,}59 \operatorname{sen}(9\omega t - 83{,}5° - 126{,}3°) + \ldots \end{aligned}$$

O valor eficaz da corrente de terceiro harmônico é

$$I_3 = \frac{7{,}96}{\sqrt{2}} = 5{,}63 \text{ A}$$

(d) A Figura 6.29 mostra o circuito equivalente para a corrente harmônica. Utilizando a regra do divisor de corrente, a corrente harmônica através da carga é dada por

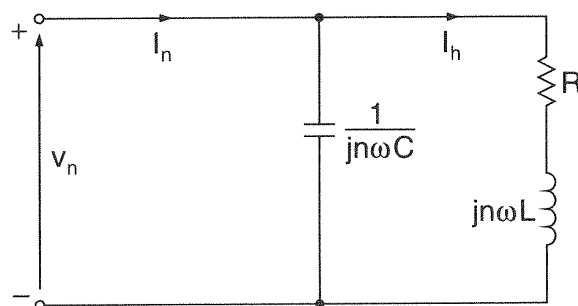
$$\frac{I_h}{I_n} = \frac{X_L}{[R^2 + (n\omega L - X_c)^2]^{1/2}}$$

onde $X_c = 1/(n\omega C)$. Para $n = 3$ e $\omega = 377$,

$$\frac{I_h}{I_n} = \frac{X_c}{[2{,}5^2 + (3 \times 377 \times 6{,}5 - X_c)^2]^{1/2}} = 0{,}1$$

que dá $X_c = -0{,}858$ ou $0{,}7097$. Como X_c não pode ser negativo, $X_c = 0{,}7097 = 1/(3 \times 377C)$ ou $C = 1245{,}94\ \mu$F.

Figura 6.29

Circuito equivalente para a corrente harmônica.

Exemplo 6.13

O controlador de tensão CA monofásico da Figura 6.6a tem uma carga de $R = 2{,}5\,\Omega$ e $L = 6{,}5$ mH. A rede de alimentação é de 120 V (*rms*), 60 Hz. O ângulo de disparo é $\alpha = \pi/2$. Utilizar PSpice para plotar a tensão de saída e a corrente de carga e para computar a distorção harmônica total (THD) da tensão de saída, a corrente de saída e o fator de potência de entrada (PF).

Solução: A corrente de carga dos controladores de tensão CA é do tipo CA e a corrente de um tiristor é sempre reduzida a zero. Não há necessidade do diodo D_T da Figura 4.30b e o modelo do tiristor pode ser simplificado para o da Figura 6.30. Esse modelo pode ser utilizado como um subcircuito.

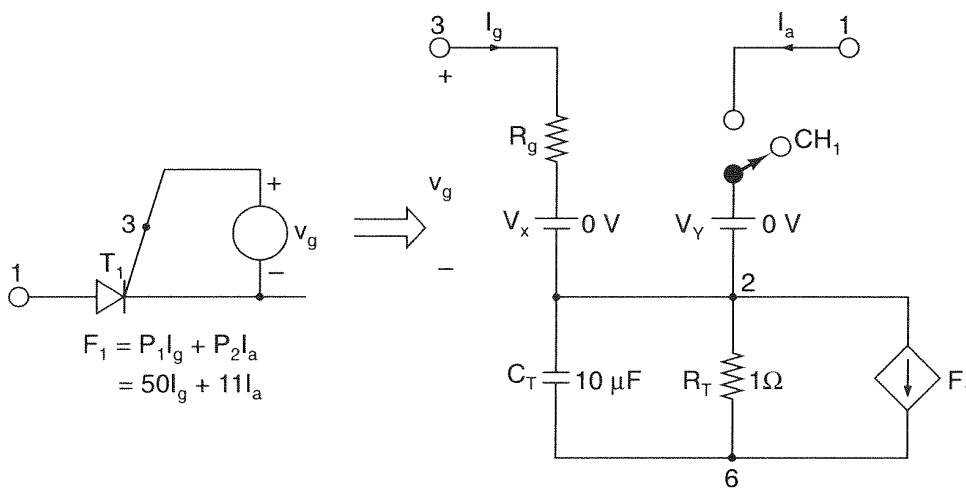



Figura 6.30

Modelo SPICE de um tiristor em CA.

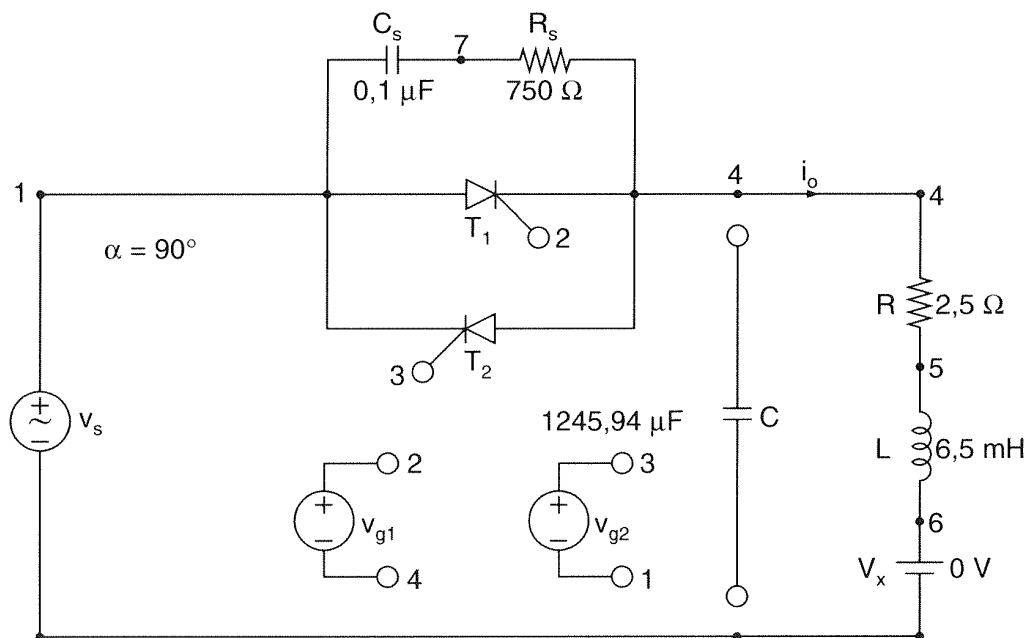
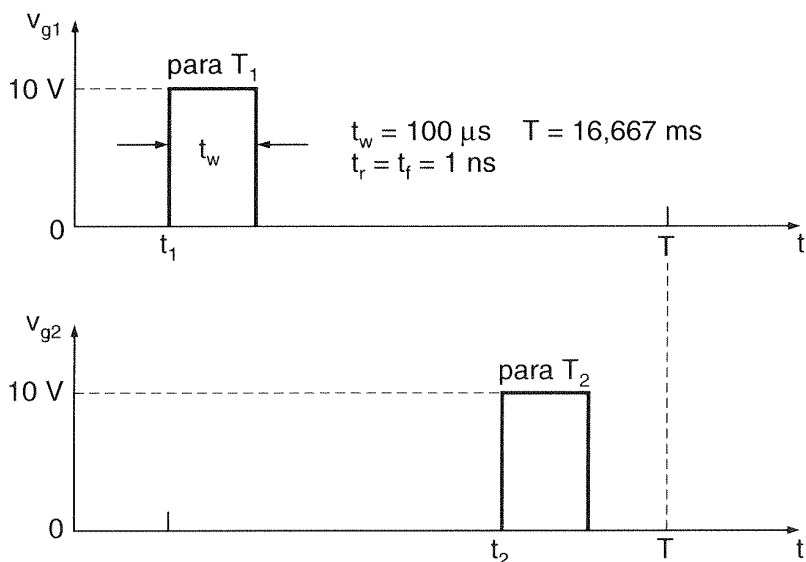
A definição do subcircuito para o modelo de tiristor SCR pode ser descrita como se segue:

```
*    Subcircuit for ac thyristor model
.SUBCKT       SCR          1          2         3          2
*             model      anode     cathode   +control   control
*             name                           voltage    voltage
S1       1     5        6       2    SMOD ; Switch
RG       3     4        50
VX       4     2        DC      0V
VY       5     2        DC      0V
RT       2     6        1
CT       6     2        10UF
F1       2     6        POLY(2)     VX    VY    0    50    11
.MODEL        SMOD      VSWITCH (RON=0.01) ROFF=10E+5 VON=0.1V VOFF=0V)
.ENDS    SCR                                      ; Ends subcircuit definition
```

A tensão máxima de alimentação $V_m = 169{,}7$ V. Para $\alpha_1 = \alpha_2 = 90°$, o tempo de atraso $t_1 = (90/360) \times (1000/60\text{ Hz}) \times 1000 = 4166{,}7\mu\text{s}$. Um circuito *snubber* em série com $C_s = 0{,}1\,\mu\text{F}$ e $R_s = 750\,\Omega$ é conectado em paralelo com o tiristor para atenuar os transitórios de

tensão devido à carga indutiva. O controlador de tensão CA monofásico para simulação com PSpice é mostrado na Figura 6.31a. As tensões de gatilho V_{g1}, V_{g2}, V_{g3} e V_{g4} para os tiristores são mostradas na Figura 6.31b.

Figura 6.31

Controlador de tensão CA monofásico para simulação com PSpice.

A listagem do arquivo do circuito é como se segue:

```
Example 6-13      Single-Phase AC Voltage Controller
VS       1  0     SIN (0  169.7V  60HZ)
Vg1      2  4     PULSE (0V 10V  4166.7US 1NS 1NS 100US 16666.7US)
Vg2      3  1     PULSE (0V 10V 12500.0US 1NS 1NS 100US 16666.7US)
R        4  5     2.5
```

```
L       5     6     6.5MH
VX      6     0     DC    0V    ; Voltage source to measure the load current
* C       4     0     1245.94UF    ; Output filter capacitance  ; Load filter
CS      1  7        0.1UF
RS      7  4        750
*   Subcircuit call for thyristor model
XT1     1     4     2     4     SCR              ; Thyristor T1
XT2     4     1     3     1     SCR              ; Thyristor T2
*   Subcircuit SCR which is missing must be inserted
.TRAN        10US        33.33MS                 ; Transient analysis
.PROBE                                           ; Graphics postprocessor
.options abstol = 1.00n  reltol = 1.0m  vntol = 1.0 m  ITL5=10000
.FOUR    60HZ    V(4)                            ; Fourier analysis
.END
```

As plotagens do PSpice para a tensão instantânea de saída V(4) e corrente de carga I(VX) são mostradas na Figura 6.32.

As componentes de Fourier da tensão de saída são como se segue:

```
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(4)
  DC COMPONENT =   1.784608E-03
  HARMONIC     FREQUENCY   FOURIER     NORMALIZED    PHASE     NORMALIZED
   NO              (HZ)    COMPONENT    COMPONENT     (DEG)     PHASE (DEG)
   1          6.000E+01   1.006E+02   1.000E+00  -1.828E+01  0.000E+00
   2          1.200E+02   2.764E-03   2.784E-05   6.196E+01  8.024E+01
   3          1.800E+02   6.174E+01   6.139E-01   6.960E+01  8.787E+01
   4          2.400E+02   1.038E-03   1.033E-05   6.731E+01  8.559E+01
   5          3.000E+02   3.311E+01   3.293E-01  -6.771E+01 -4.943E+01
   6          3.600E+02   1.969E+03   1.958E+05   1.261E+02  1.444E+02
   7          4.200E+02   6.954E+00   6.915E-02   1.185E+02  1.367E+02
   8          4.800E+02   3.415E-03   3.431E-05   1.017E+02  1.199E+02
   9          5.400E+02   1.384E+01   1.376E-01  -1.251E+02 -1.068E+02
   TOTAL HARMONIC DISTORTION = 7.134427E + 01 PERCENT
```

As componentes de Fourier da corrente de saída, que é a mesma que a da entrada, são como se segue:

```
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I (VX)
  DC COMPONENT =   -2.557837E-03
  HARMONIC FREQUENCY   FOURIER     NORMALIZED    PHASE     NORMALIZED
     NO        (HZ)     COMPONENT    COMPONENT     (DEG)     PHASE (DEG)
     1    6.000E+01  2.869E+01  1.000E+00  -6.253E+01  0.000E+00
     2    1.200E+02  4.416E-03  1.539E-04  -1.257E+02 -6.319E+01
     3    1.800E+02  7.844E+00  2.735E-01  -2.918E+00  5.961E+01
     4    2.400E+02  3.641E-03  1.269E-04  -1.620E+02 -9.948E+01
     5    3.000E+02  2.682E+00  9.350E-02  -1.462E+02 -8.370E+01
     6    3.600E+02  2.198E-03  7.662E-05  -1.653E+02 -2.278E+02
     7    4.200E+02  4.310E-01  1.503E-02  -4.124E+01  1.038E+02
     8    4.800E+02  1.019E-03  3.551E-05   1.480E+02  2.105E+02
     9    5.400E+02  6.055E-01  2.111E-02  -1.533E+02 -2.158E+02
   TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.901609E + 01 PERCENT
```

A distorção harmônica total da corrente de entrada THD = 29,01% = 0,2901.

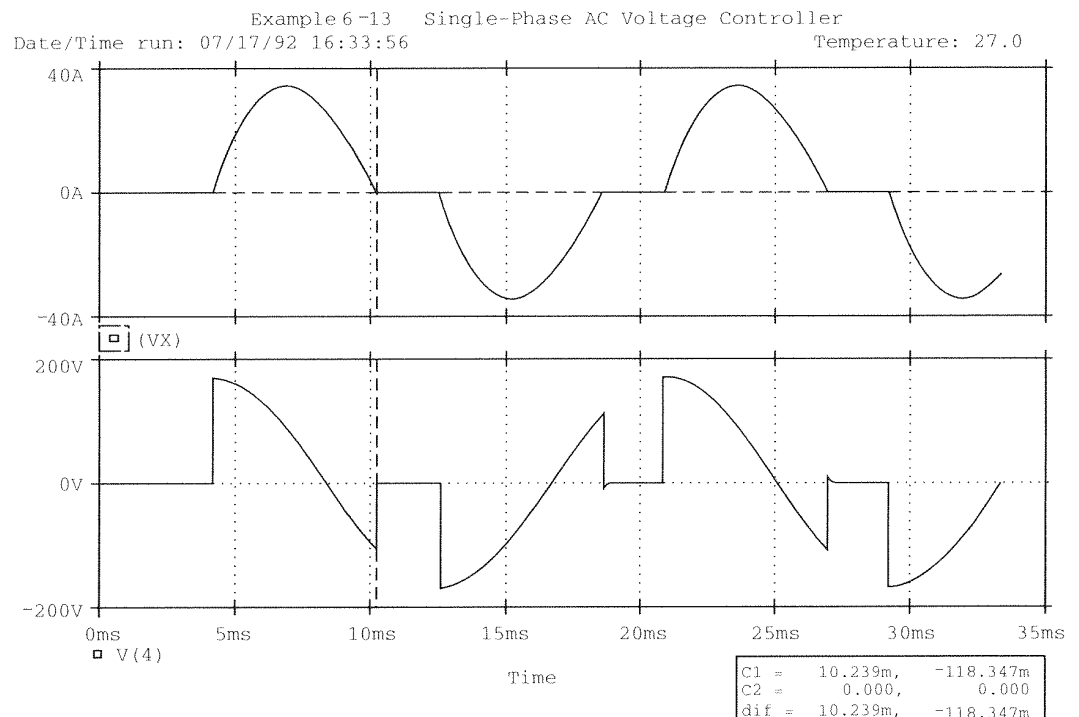
O ângulo de deslocamento $\phi_1 = -62{,}53°$.

O fator de deslocamento $DF = \cos\phi_1 = \cos(-62{,}53) = 0{,}461$ (indutivo).

A partir da Eq. (5.86), o fator de potência de entrada é

$$PF = \frac{1}{(1 + THD^2)^{1/2}} \cos\phi_1 = \frac{1}{(1 + 0{,}2901^1)^{1/2}} \times 0{,}461 = 0{,}443 \text{ (indutivo)}$$

Figura 6.32

Plotagens para o Exemplo 6.12.

6.13 EFEITOS DAS INDUTÂNCIAS DA FONTE E DA CARGA

Nas obtenções das tensões de saída, foi considerado que a fonte não tinha indutância. O efeito de qualquer indutância da fonte consistiria em atrasar o desligamento dos tiristores. Os tiristores não desligariam no cruzamento com o zero da tensão de entrada, como mostrado na Figura 6.33b, e os pulsos de gatilho de curta duração poderiam não ser adequados. O conteúdo harmônico da tensão de saída também aumentaria.

Foi visto na Seção 6.5 que a indutância da carga tem um papel significativo na performance dos controladores de potência. Apesar da tensão de saída ser uma forma de onda pulsada, a indutância da carga tenta manter um fluxo contínuo de corrente, como mostrado nas Figuras 6.6b e 6.33b. Pode-se notar a partir das Eqs. (6.48) e (6.52) que o

fator de potência de entrada dos conversores de potência depende do fator de potência da carga. Devido às características de chaveamento dos tiristores, qualquer indutância no circuito torna a análise mais complexa.

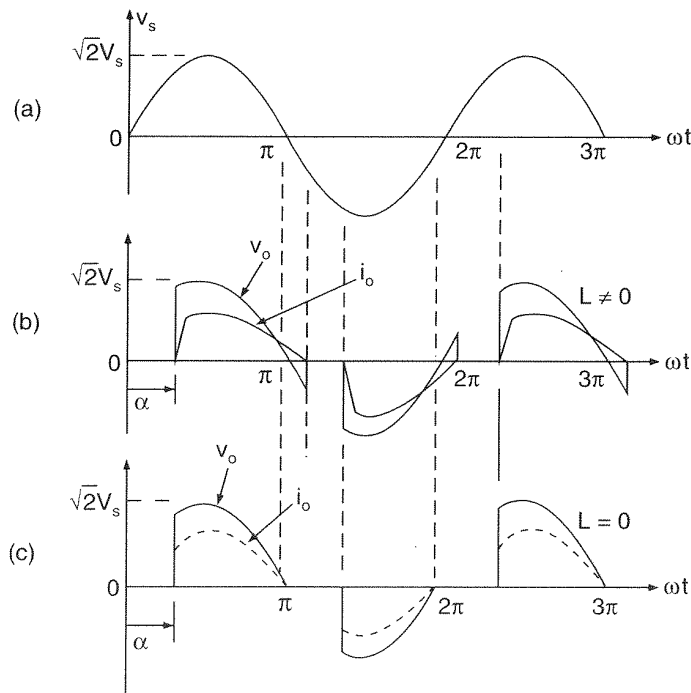



Figura 6.33

Efeitos da indutância da carga na corrente e tensão da carga.

RESUMO

O controlador de tensão CA pode utilizar controle liga-desliga ou de ângulo de fase. O controle liga-desliga é mais adequado para sistemas que tenham uma constante de tempo elevada. Devido à componente CC na saída dos controladores unidirecionais, os controladores bidirecionais normalmente são os utilizados em aplicações industriais. Em virtude das características de chaveamento dos tiristores, uma carga indutiva torna mais complexas as soluções das equações que descrevem a performance dos controladores e um método iterativo de solução é mais conveniente. O fator de potência de entrada dos controladores, que varia com o ângulo de disparo, geralmente é baixo, especialmente numa faixa de baixas tensões de saída. Os controladores de tensão CA podem ser utilizados como variadores estáticos de derivações de transformadores.

Os controladores de tensão fornecem uma tensão de saída a uma freqüência fixa. Dois retificadores de fase controlada conectados como conversores duais podem ser operados como variadores diretos de freqüência, conhecidos como *cicloconversores*. Com o desenvolvimento de dispositivos de potência de chaveamento rápido, tornou-se possível a comutação forçada de cicloconversores; entretanto, ela requer a sintetização das funções de chaveamento para os dispositivos de potência.

REFERÊNCIAS

B. R. PELLY. *Thyristor-phase Controlled Converters and Cycloconverters*. Nova York: Wiley-Interscience, 1971.

GYUGI e B. R. PELLY. *Static Power Frequency Changes: Theory, Performance, and Applications*. New York: Wiley-Interscience, 1976.

"IEEE standard definition and requirements for thyristor ac power controllers". *IEEE Standard*, n. 428-1981,1981.

M. VENTURI. "A new sine wave in sine wave out conversion technique eliminates reactive elements". *Proceedings Powercon 7*, 1980, pp. E3-1-E3-13.

P. D. ZIOGAS, S. I. KHAN e M. H. RASHID. "Some improved forced commutated cycloconverter structures". *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. Ia121, n. 5, 1985, pp. 1242-53.

S. A. HAMED e B. J. CHALMERS. "New method of analysis and performance prediction for thyristor voltage-controlled RL loads". *IEEE Proceedings*, vol. 134, Pt. B, n. 6, 1987, pp. 339-47.

S. A. HAMED. "Modeling and design of transistor-controlled AC voltage regulators". *International Journal of Electronics*, vol. 69, n. 3, 1990, pp. 421-34.

QUESTÕES DE REVISÃO

6.1 Quais são as vantagens e desvantagens do controle liga-desliga?

6.2 Quais são as vantagens de desvantagens do controle do ângulo de fase?

6.3 Quais são os efeitos da indutância da carga na performance dos controladores de tensão CA?

6.4 O que é o ângulo de extinção?

6.5 Quais são as vantagens e desvantagens dos controladores unidirecionais?

6.6 Quais são as vantagens e desvantagens dos controladores bidirecionais?

6.7 O que é o controle conhecido em inglês como *tie control*?

6.8 Quais são as etapas envolvidas na determinação das formas de onda de tensão dos controladores unidirecionais trifásicos?

6.9 Quais são as etapas envolvidas na determinação das formas de onda de tensão de saída dos controladores trifásicos bidirecionais?

6.10 Quais são as vantagens e desvantagens dos controladores conectados em triângulo?

6.11 Qual é a faixa de controle do ângulo de disparo para os controladores monofásicos unidirecionais?

6.12 Qual é a faixa de controle do ângulo de disparo para os controladores monofásicos bidirecionais?

6.13 Qual é a faixa de controle do ângulo de disparo para os controladores trifásicos bidirecionais?

6.15 Quais são as vantagens e desvantagens dos variadores de derivações de transformadores?

6.16 Quais são os métodos para o controle da tensão de saída dos variadores de derivações de transformadores?

6.17 O que é um variador de derivações síncrono?

6.18 O que é um cicloconversor?

6.19 Quais são as vantagens e desvantagens dos cicloconversores?

6.20 Quais são as vantagens e desvantagens dos controladores de tensão CA?

6.21 Qual é o princípio de operação dos cicloconversores?

6.22 Quais são os efeitos da indutância da carga na performance dos cicloconversores?

6.23 Quais são os três arranjos possíveis para um controlador de tensão CA monofásico de onda completa?

6.24 Quais são as vantagens das técnicas de redução dos harmônicos senoidais para os cicloconversores?

6.25 Quais são os requisitos dos sinais de gatilho para os controladores de tensão com cargas *RL*?

6.26 Quais são os efeitos das indutâncias da fonte e da carga?

6.27 Quais são as condições para o cálculo do pior caso dos dispositivos de potência para os controladores de tensão CA?

6.28 Quais são as condições para o cálculo do pior caso dos filtros da carga para os controladores de tensão CA?

PROBLEMAS

6.1 O controlador de tensão CA da Figura 6.1a é utilizado para o aquecimento de uma carga resistiva de $R = 5\ \Omega$ e a tensão de entrada é $V_s = 120$ V (*rms*), 60 Hz. A chave com tiristor é ligada durante $n = 125$ ciclos e desligada durante $m = 75$ ciclos. Determinar **(a)** a tensão eficaz de saída V_o, **(b)** o fator de potência de entrada PF e **(c)** as correntes média e eficaz dos tiristores.

6.2 O controlador de tensão CA da Figura 6.1a utiliza controle liga-desliga para o aquecimento de uma carga resistiva de $R = 4\ \Omega$ e a tensão de entrada é $V_s = 208$ V (*rms*), 60 Hz. Se a potência desejada de saída for $P_o = 3$ kW, determinar **(a)** o ciclo de trabalho k e **(b)** o fator de potência de entrada PF.

6.3 O controlador de tensão CA monofásico de meia-onda da Figura 6.2a tem uma carga resistiva de $R = 5\ \Omega$ e a tensão de entrada é $V_s = 120$ V (*rms*), 60 Hz. O ângulo de disparo do tiristor T_1 é $\alpha = \pi/3$. Determinar **(a)** a tensão eficaz de saída V_o, **(b)** o fator de potência de entrada PF e **(c)** a corrente média de entrada.

6.4 O controlador de tensão CA monofásico da Figura 6.2a tem uma carga resistiva de $R = 5\ \Omega$ e a tensão de entrada é $V_s = 208$ V (*rms*), 60 Hz. Se a potência desejada de saída for $P_o = 2$ kW, calcular **(a)** o ângulo de disparo α e **(b)** o fator de potência de entrada PF.

6.5 O controlador de tensão CA monofásico de onda completa da Figura 6.3a tem uma carga resistiva de $R = 5\ \Omega$ e a tensão de entrada é $V_s = 120$ V (*rms*), 60 Hz. Os ângulos de disparo dos tiristores T_1 e T_2 são iguais a $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha = 2\pi/3$. Determinar **(a)** a tensão eficaz de saída V_o, **(b)** o fator de potência de entrada PF, **(c)** a corrente média dos tiristores I_A e **(d)** a corrente eficaz dos tiristores I_R.

6.6 O controlador de tensão CA monofásico de onda completa da Figura 6.3a tem uma carga resistiva de $R = 1{,}5\ \Omega$ e a tensão de entrada é $V_s = 120$ V (*rms*), 60 Hz. Se a potência desejada de saída for $P_o = 7{,}5$ kW, determinar **(a)** os ângulos de disparo dos tiristores T_1 e T_2, **(b)** a tensão eficaz de saída V_o, **(c)** o fator de potência de entrada PF, **(d)** a corrente média dos tiristores I_A e **(e)** a corrente eficaz dos tiristores I_R.

6.7 A carga de um controlador de tensão CA é resistiva com $R = 1{,}5\ \Omega$. A tensão de entrada é $V_s = 120$ V (*rms*), 60 Hz. Plotar o fator de potência em função do ângulo de disparo para os controladores de monofásico de meia-onda e onda completa.

6.8 O controlador monofásico de onda completa da Figura 6.6a alimenta uma carga *RL*. A tensão de entrada é $V_s = 120$ V (*rms*) a 60 Hz. A carga é tal que $L = 5$ mH e $R = 5\ \Omega$. Os ângulos de disparo dos tiristores T_1 e T_2 são iguais a $\alpha = \pi/3$. Determinar **(a)** o ângulo de condução do tiristor T_1, δ; **(b)** a tensão eficaz de saída V_o; **(c)** a corrente eficaz dos tiristores I_R; **(d)** a corrente eficaz de saída I_o; **(e)** a corrente média de um tiristor I_A; e **(f)** o fator de potência de entrada PF.

6.9 O controlador monofásico de onda completa da Figura 6.6a alimenta uma carga R_L. A tensão de entrada é $V_s = 120$ V a 60 Hz. Plotar o fator de potência em função do ângulo de disparo α, para **(a)** $L = 5$ mH e $R = 5\ \Omega$ e **(b)** e $L = 0$, $R = 5\ \Omega$.

6.10 O controlador trifásico unidirecional da Figura 6.7 alimenta uma carga resistiva conectada em estrela com $R = 5\ \Omega$ e a tensão de linha de entrada é 208 V (*rms*), 60 Hz. O ângulo de disparo é $\alpha = \pi/6$. Determinar **(a)** a tensão de fase eficaz de saída V_o, **(b)** a potência de entrada e **(c)** as expressões para a tensão de saída instantânea da fase *a*.

6.11 O controlador trifásico unidirecional da Figura 6.7 alimenta uma carga resistiva conectada em triângulo com $R = 2{,}5\ \Omega$ e a tensão de linha de entrada é 208 V (*rms*), 60 Hz. Se a potência de saída desejada for $P_o = 12$ kW, calcular **(a)** o ângulo de disparo α, **(b)** a tensão de fase eficaz de saída V_o e **(c)** o fator de potência de entrada PF.

6.12 O controlador trifásico unidirecional da Figura 6.7 alimenta uma carga resistiva conectada em estrela com $R = 5\ \Omega$ e tensão de linha de entrada de 208 V (*rms*), 60 Hz. O ângulo de disparo é $\alpha = 2\pi/3$. Determinar **(a)** a tensão de fase eficaz de saída V_o, **(b)** o fator de potência de entrada PF e **(c)** as expressões para a tensão instantânea de saída da fase *a*.

6.13 Repetir o Problema 6.10 para o controlador trifásico bidirecional da Figura 6.12.

6.14 Repetir o Problema 6.11 para o controlador trifásico bidirecional da Figura 6.12.

6.15 Repetir o Problema 6.12 para o controlador trifásico bidirecional da Figura 6.12.

6.16 O controlador trifásico bidirecional da Figura 6.12 alimenta uma carga conectada em estrela de $R = 5\,\Omega$ e $L = 10$ mH. A tensão de linha de entrada é 208 V, 60 Hz. O ângulo de disparo é $\alpha = \pi/2$. Plotar a corrente de linha para o primeiro ciclo depois que o controlador for ligado.

6.17 Um controlador de tensão CA trifásico alimenta uma carga resistiva conectada em estrela de $R = 5\,\Omega$ e a tensão de linha de entrada é $V_s = 208$ V, 60 Hz. Plotar o fator de potência PF em função do ângulo de disparo α para **(a)** o controlador de meia-onda da Figura 6.7 e **(b)** o controlador de onda completa da Figura 6.12.

6.18 O controlador trifásico bidirecional conectado em triângulo da Figura 6.15 tem uma carga resistiva de $R = 5\,\Omega$. A tensão de linha é $V_s = 208$ V, 60 Hz e o ângulo de disparo é $\alpha = \pi/3$. Determinar **(a)** a tensão de fase eficaz de saída V_o, **(b)** as expressões para as correntes instantâneas i_a, i_{ab} e i_{ca}, **(c)** a corrente eficaz de fase de saída I_{ab} e a corrente eficaz de linha de saída I_a, **(d)** o fator de potência de entrada PF, e **(e)** a corrente eficaz dos tiristores I_R.

6.19 O circuito da Figura 6.18 é controlado como um variador de derivações síncrono. A tensão primária é 208 V, 60 Hz. As tensões secundárias são $V_1 = 120$ V e $V_2 = 88$ V. Se a resistência de carga for $R = 5\,\Omega$ e a tensão eficaz da carga 180 V, determinar **(a)** os ângulos de disparo dos tiristores T_1 e T_2, **(b)** a corrente eficaz dos tiristores T_1 e T_2, **(c)** a corrente eficaz dos tiristores T_3 e T_4 e **(d)** o fator de potência de entrada PF.

6.20 A tensão de entrada para o cicloconversor monofásico/monofásico da Figura 6.21a é 120 V, 60 Hz. A resistência da carga é $R = 2{,}5\,\Omega$ e a sua indutância $L = 40$ mH. A freqüência da tensão de saída é 20 Hz. Se o ângulo de disparo dos tiristores for $\alpha_p = 2\pi/4$, determinar **(a)** a tensão eficaz de saída, **(b)** a corrente eficaz de cada tiristor e **(c)** o fator de potência de entrada PF.

6.21 Repetir o Problema 6.20 se $L = 0$.

6.22 Para o Problema 6.20, plotar o fator de potência em função do ângulo de disparo α.

6.23 Repetir o Problema 6.20 para o cicloconversor trifásico/monofásico na Figura 6-23a, $L = 0$.

6.24 Repetir o Problema 6.20 se os ângulos de disparo forem gerados através de comparação de um sinal cossenoidal à freqüência da rede com um sinal senoidal de referência à freqüência de saída, como mostrado na Figura 6.25.

6.25 Para o Problema 6.24, plotar o fator de potência de entrada em função do ângulo de disparo.

6.26 O controlador de tensão CA monofásico de onda completa da Figura 6.5a controla a potência a partir de uma fonte de 208 V, 60 Hz para uma carga resistiva. A potência

máxima de saída desejada é 10 kW. Calcular **(a)** a especificação de máxima corrente eficaz do tiristor, **(b)** a especificação de máxima corrente média do tiristor e **(c)** a tensão máxima do tiristor.

6.27 O controlador de tensão CA trifásico de onda completa da Figura 6.12 é utilizado para controlar a potência a partir de uma fonte de 2300 V, 60 Hz para uma carga resistiva conectada em triângulo. A potência máxima de saída desejada é de 100 kW. Calcular **(a)** a especificação de máxima corrente eficaz dos tiristores I_{RM}, **(b)** a especificação de máxima corrente média dos tiristores I_{AM} e **(c)** o valor máximo da tensão dos tiristores V_p.

6.28 O controlador monofásico de onda completa da Figura 6.6a controla a potência para uma carga *RL* e a fonte de tensão é de 208 V, 60 Hz. A carga é $R = 5\,\Omega$ e $L = 6{,}5$ mH. **(a)** Determinar o valor eficaz do terceiro harmônico da corrente. **(b)** Se um capacitor for conectado à carga, calcular o valor da capacitância para reduzir a corrente de terceiro harmônico na carga a 5% da corrente de carga, $\alpha = \pi/3$. **(c)** Utilizar o PSpice para plotar a tensão de saída e a corrente de carga e para calcular a distorção harmônica total (THD) da tensão e corrente de saída e o fator de potência de entrada (PF) com e sem a capacitância de filtro de saída da letra (b).

Capítulo 7

Técnicas de Comutação de Tiristores

7.1 INTRODUÇÃO

Um tiristor normalmente é disparado através da aplicação de um pulso de sinal no gatilho. Quando o tiristor está no modo de condução, sua queda de tensão é pequena, variando de 0,25 a 2 V, e será desprezada neste capítulo. Uma vez que o tiristor é disparado e os requisitos de saída são satisfeitos, usualmente é necessário desligá-lo. Desligar ou cortar significa que a condução direta do tiristor tem de cessar e a reaplicação de uma tensão positiva ao anodo sem a aplicação de sinal no gatilho não causará fluxo de corrente. *Comutação* é o processo de desligamento ou corte de um tiristor, e ele normalmente causa a transferência do fluxo de corrente para outras partes do circuito. Um circuito de comutação em geral utiliza componentes adicionais para conseguir o desligamento. Com o desenvolvimento dos tiristores, muitos circuitos de comutação também foram desenvolvidos e o objetivo de todos eles é reduzir o processo de desligamento dos tiristores.

Com a disponibilidade dos dispositivos semicondutores de potência de alta velocidade, tais como transistores de potência, GTOs e IGBTs, os circuitos com tiristores são relativamente menos utilizados em conversores de potência. Entretanto, os tiristores têm um papel fundamental em aplicações de correntes e tensões elevadas, geralmente acima de 500 A e 1 kV. As técnicas de comutação utilizam a ressonância *LC* (ou circuitos *RLC* subamortecidos) para forçar a corrente e/ou a tensão de um tiristor a zero, cortando dessa forma o dispositivo.

A eletrônica de potência utiliza dispositivos semicondutores como chaves para "ligar" e "desligar" a energia para uma carga. Situações similares aos circuitos de comutação normalmente ocorrem em muitos circuitos de eletrônica de potência. O estudo das

técnicas de comutação exibe as formas de onda de tensão e corrente transitórias dos circuitos *LC* sob várias condições. Ele auxilia na compreensão do fenômeno transitório CC sob condições de chaveamento.

Há várias técnicas para se comutar um tiristor; no entanto, elas podem ser classificadas, geralmente, em dois tipos:

1. comutação natural;
2. comutação forçada.

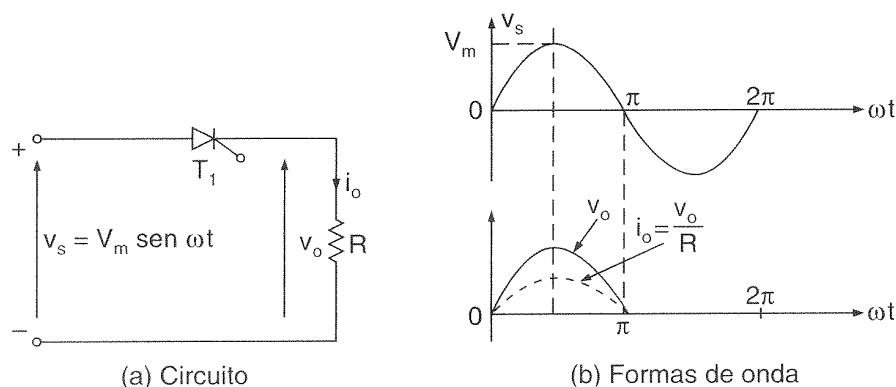
7.2 COMUTAÇÃO NATURAL

Quando a tensão da fonte (ou de entrada) é CA, a corrente do tiristor passa naturalmente por zero e uma tensão reversa aparece sobre ele. O dispositivo é então automaticamente desligado devido ao comportamento natural da fonte de tensão. Isso é conhecido como *comutação natural, comutação pela linha* ou *pela rede*. Na prática, o tiristor é disparado de maneira síncrona com a passagem pelo zero da tensão positiva de entrada em todo o ciclo, a fim de fornecer um controle contínuo de potência. Esse tipo de comutação é aplicado aos controladores de tensão CA, retificadores de fase controlada e cicloconversores. A Figura 7.1a mostra o arranjo do circuito para a comutação natural e a Figura 7.b, as formas de onda de tensão e corrente com um ângulo de disparo $\alpha = 0$. O *ângulo de disparo* α é definido como o ângulo entre a passagem da tensão de entrada pelo zero e o instante em que o tiristor é disparado.

Figura 7.1

Comutação natural para o tiristor.

(a) Circuito

(b) Formas de onda

7.3 COMUTAÇÃO FORÇADA

Em alguns circuitos tiristorizados, a tensão de entrada é CC e a corrente direta do tiristor é forçada a zero através de um circuito adicional, chamado *circuito de comutação*, para desligar o tiristor. Essa técnica é chamada *comutação forçada* e normalmente é aplicada a

conversores CC-CC (*choppers*) e conversores CC-CA (inversores). A comutação forçada de um tiristor pode ser conseguida através de sete maneiras, que podem ser classificadas como:

1. autocomutação;
2. comutação por impulso;
3. comutação por pulso ressonante;
4. comutação complementar;
5. comutação por pulso externo;
6. comutação do lado da carga;
7. comutação do lado da linha.

Essa classificação de comutações forçadas é baseada no arranjo dos componentes do circuito de comutação e na maneira pela qual a corrente de um tiristor é forçada a zero. O circuito de comutação normalmente consiste de um capacitor, um indutor e um ou mais tiristores e diodos.

7.3.1 Autocomutação

Nesse tipo de comutação um tiristor é desligado devido às características naturais do circuito. Considerar o circuito na Figura 7.2a supondo que o capacitor esteja inicialmente descarregado. Quando o tiristor T_1 é disparado, a corrente de carga i é dada por

$$V_s = v_L + v_c = L\frac{di}{dt} + \frac{1}{C}\int i\,dt + v(t=0) \tag{7.1}$$

Com as condições iniciais $v_c(t = 0) = 0$ e $i(t = 0) = 0$, a solução da Eq. (7.1) (que é obtida no Apêndice D, Seção D.3) dá a corrente de carga i como

$$i(t) = V_s\sqrt{\frac{C}{L}}\,\text{sen}\,\omega_m t \tag{7.2}$$

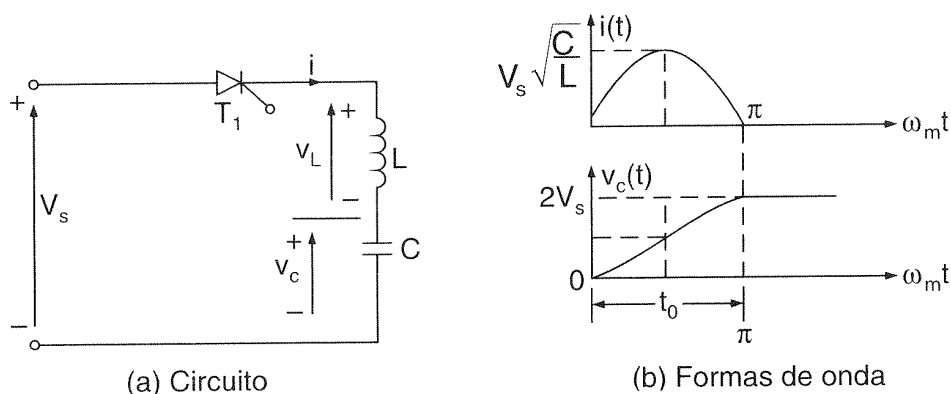
e a tensão no capacitor como

$$v_c(t) = V_s(1 - \cos\omega_m t) \tag{7.3}$$

onde $\omega_m = 1/\sqrt{LC}$. Após o tempo $t = t_0 = \pi\sqrt{LC}$, a corrente de carga torna-se zero e o tiristor T_1 se desliga. Uma vez que o tiristor T_1 é disparado, há um atraso de t_0 segundos antes de ele ser desligado, sendo que t_0 pode ser chamado *tempo de comutação* do circuito.

Esse método de desligamento do tiristor é chamado *autocomutação* e diz-se que o tiristor T_1 é autocomutado. Quando a corrente do circuito cai a zero, o capacitor é carregado para $2V_s$. As formas de onda são mostradas na Figura 7.2b.

Figura 7.2

Circuito de autocomutação.

A Figura 7.3a mostra um circuito típico no qual o capacitor tem uma tensão inicial de $-V_0$. Quando o tiristor T_1 for disparado, a corrente que fluirá pelo circuito será dada por

$$L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i\, dt + v_c(t = 0) = 0 \tag{7.4}$$

Com a tensão inicial $v_c(t = 0) = -V_0$ e $i(t = 0) = 0$, a Eq. (7.4) dá a corrente do capacitor como

$$i(t) = V_0 \sqrt{\frac{C}{L}} \operatorname{sen} \omega_m t \tag{7.5}$$

e a tensão no capacitor como

$$v_c(t) = -V_0 \cos \omega_m t \tag{7.6}$$

Após o tempo $t = t_r = t_0 = \pi\sqrt{LC}$, a corrente torna-se zero e a tensão no capacitor é invertida para V_0. O t_r é chamado *tempo de inversão*. As formas de onda são mostradas na Figura 7.3b.

(a) Circuito

(b) Formas de onda

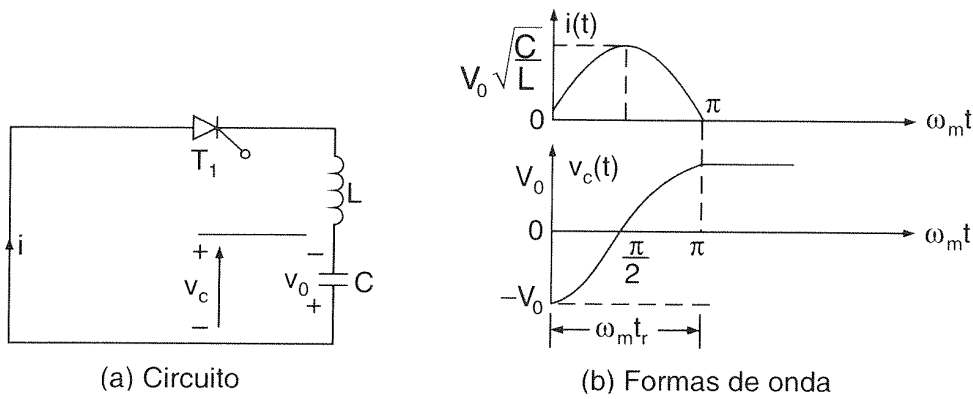



Figura 7.3

Circuito de autocomutação.

Exemplo 7.1

Um circuito com tiristor é mostrado na Figura 7.4. Se o tiristor T_1 for disparado em $t = 0$, determinar o seu tempo de condução e a tensão no capacitor após seu desligamento. Os parâmetros do circuito são $L = 10\ \mu H$, $C = 50\ \mu F$ e $V_s = 200$ V. O indutor conduz uma corrente inicial de $I_m = 250$ A.

Solução: A corrente no capacitor é expressa como

$$L\frac{di}{dt} + \frac{1}{C}\int i\,dt + v_c(t = 0) = V_s$$

com a corrente inicial $i(t = 0) = I_m$ e $v_c(t = 0) = V_0 = V_s$. A tensão e a corrente do capacitor (do Apêndice D, Seção D.3) são

$$i(t) = I_m \cos \omega_m t$$

e

$$v_c(t) = I_m\sqrt{\frac{L}{C}}\ \text{sen}\ \omega_m t + V_s$$

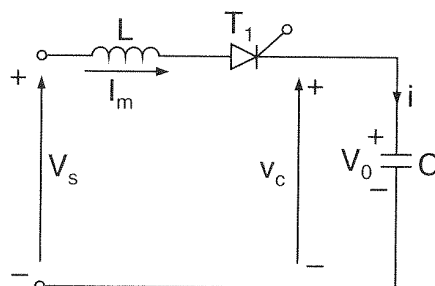



Figura 7.4

Circuito com tiristor autocomutado.

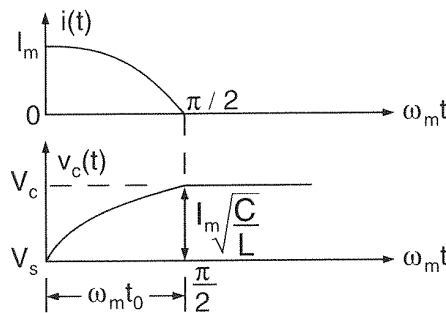
Em $t = t_0 = 0{,}5 \times \pi\sqrt{LC}$, o período de comutação termina e a tensão no capacitor torna-se

$$v_c(t = t_0) = V_c = V_s + I_m \sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$= V_s + \Delta V \tag{7.7}$$

onde ΔV é a sobretensão do capacitor e depende da corrente inicial do indutor I_m, que é, na maioria dos casos, a corrente de carga. A Figura 7.4 mostra um circuito equivalente típico durante o processo de comutação. Para $C = 50\,\mu F$, $L = 10\,\mu H$, $V_s = 200\,V$ e $I_m = 250\,A$, $\Delta V = 111{,}8\,V$, $V_c = 200 + 111{,}8 = 311{,}8\,V$ e $t_0 = 35{,}12\,\mu s$. As formas de onda de tensão e corrente são mostradas na Figura 7.5.

Figura 7.5

Formas de onda de tensão e corrente.

7.3.2 Comutação por Impulso

Um circuito comutado por impulso é mostrado na Figura 7.6. Supõe-se que o capacitor esteja inicialmente carregado com uma tensão de $- V_0$, com a polaridade mostrada.

Supor que o tiristor T_1 esteja inicialmente conduzindo uma corrente de carga de I_m. Quando o tiristor auxiliar T_2 for disparado, T_1 será reversamente polarizado pela tensão do capacitor e T_1 será desligado. O fluxo da corrente através do tiristor T_1 cessará e o capacitor conduzirá a corrente de carga. O capacitor descarregará de $- V_0$ e então carregará para a tensão CC de entrada V_s quando a corrente nele cair a zero e o tiristor T_2 desligar. A inversão de carga no capacitor de V_0 (= V_s) a $- V_0$ é então feita pelo disparo do tiristor T_3. O tiristor T_3 é autocomutado de forma similar ao circuito da Figura 7.3.

O circuito equivalente durante o período de comutação é mostrado na Figura 7.7a. As tensões do tiristor e do capacitor são mostradas na Figura 7.7b. O tempo necessário para o capacitor descarregar de $- V_0$ a zero é chamado *tempo de desligamento do circuito* – t_{off}, e tem de ser maior que o tempo de comutação do tiristor, t_q. O t_{off} também é chamado *tempo disponível para a comutação* ou o *bloqueio*. O tempo de descarga dependerá da corrente de carga; supondo que essa seja constante, com o valor de I_m, t_{off} é dado por

$$V_0 = \frac{1}{C} \int_0^{t_{off}} I_m \, dt = \frac{I_m t_{off}}{C}$$

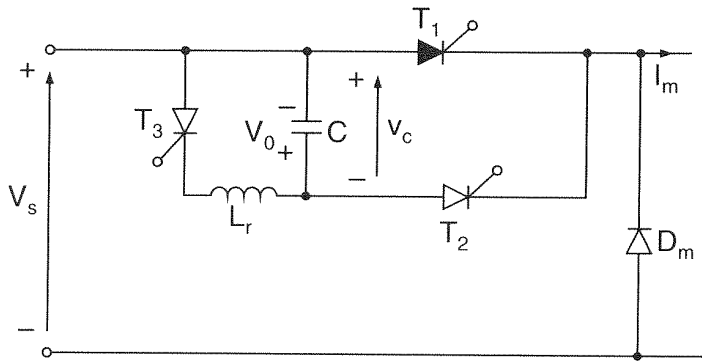



Figura 7.6

Circuito comutado por impulso.

ou

$$t_{\text{off}} = \frac{V_0 C}{I_m} \tag{7.8}$$

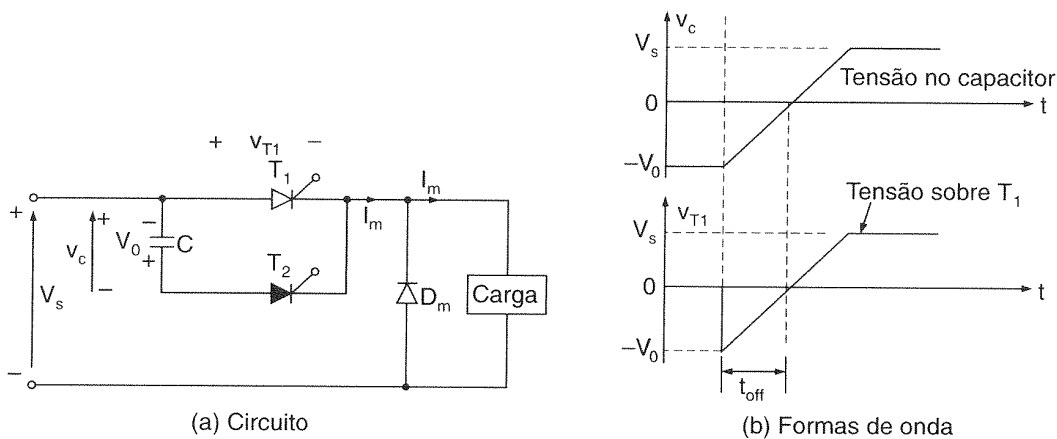



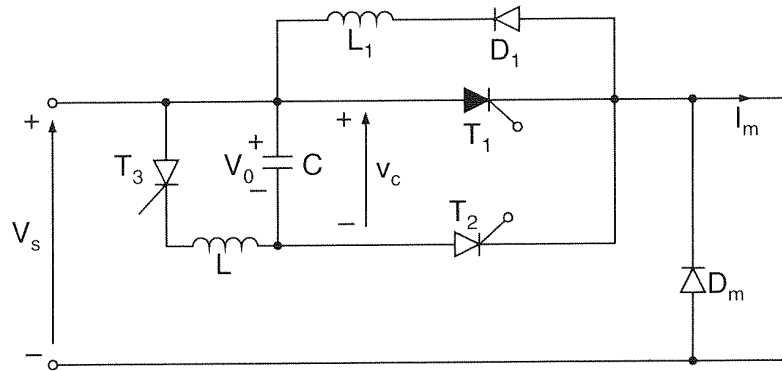
Figura 7.7

Circuito equivalente e formas de onda.

Como uma tensão reversa de V_0 é aplicada sobre o tiristor T_1 imediatamente após o disparo do tiristor T_2, essa técnica é conhecida como *comutação por tensão*. Devido ao uso do tiristor auxiliar T_2, esse tipo de comutação é também chamado *comutação auxiliar*. O tiristor T_1 é às vezes conhecido como *tiristor principal* por conduzir a corrente de carga.

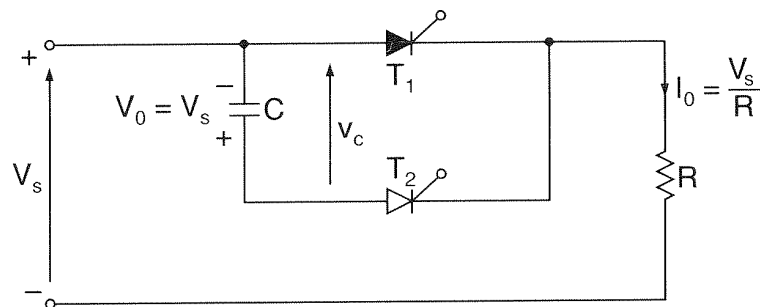
Pode-se perceber, a partir da Eq. (7.8), que o tempo de desligamento do circuito t_{off} é inversamente proporcional à corrente de carga; e com um valor de carga muito pequeno (ou baixa corrente de carga) o tempo de desligamento será grande. Por outro lado, com uma corrente de carga elevada, o tempo de desligamento será pequeno. Em um circuito de comutação ideal, o tempo de desligamento deve ser independente da corrente de carga a fim de garantir a comutação do tiristor T_1. A descarga do capacitor pode ser acelerada conectando-se um diodo D_1 e um indutor L_1 em antiparalelo com o tiristor principal, como mostrado na Figura 7.8; isso é ilustrado no Exemplo 7.3.

Figura 7.8

Circuito comutado por impulso com recarga acelerada.

Exemplo 7.2

Um circuito tiristorizado comutado por impulso é mostrado na Figura 7.9. Determinar o tempo de comutação disponível do circuito se $V_s = 200$ V, $R = 10\ \Omega$, $C = 5\ \mu$F e $V_0 = V_s$.

Figura 7.9

Circuito comutado por impulso, com carga resistiva.

Solução: O circuito equivalente durante o período de comutação é mostrado na Figura 7.10. A tensão sobre o capacitor de comutação é dada por

$$v_c = \frac{1}{C}\int i\,dt + v_c(t = 0)$$

$$V_s = v_c + Ri$$

A solução dessas equações com a tensão inicial de $v_c(t = 0) = -V_0 = -V_s$ dá a tensão no capacitor como

$$v_c(t) = V_s(1 - 2e^{-t/RC})$$

O tempo de comutação t_{off}, que pode ser encontrado se a condição $v_c(t = t_{off}) = 0$ for satisfeita, é resolvido como

$$t_{off} = RC\ln(2)$$

Para $R = 10\ \Omega$ e $C = 5\ \mu$F, $t_{off} = 34{,}7\ \mu$s.

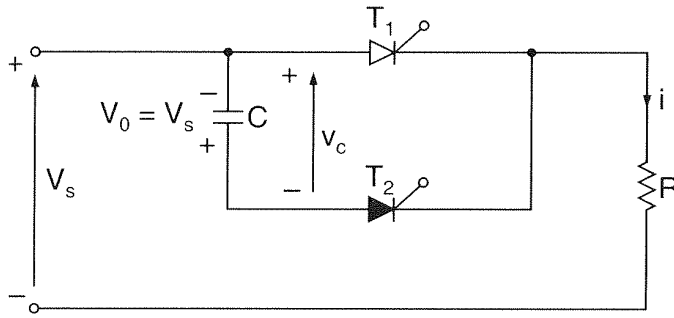



Figura 7.10

Circuito equivalente para o Exemplo 3.2.

Exemplo 7.3

O circuito de comutação da Figura 7.8 tem capacitância $C = 20\,\mu F$ e indutor de descarga $L_1 = 25\,\mu H$. A tensão inicial do capacitor é igual à tensão de entrada. Isto é, $V_0 = V_s = 200$ V. Se a corrente de carga, I_m, varia entre 50 e 200 A, determinar as variações do tempo de comutação do circuito, t_{off}.

Solução: O circuito equivalente durante o período de comutação é mostrado na Figura 7.11. As equações são

$$i_c = i + I_m$$

$$v_c = \frac{1}{C}\int i_c\,dt + v_c(t = 0)$$

$$= -L_1\frac{di}{dt} = -L_1\frac{di_c}{dt}$$

As condições iniciais são $i_c(t = 0) = I_m$ e $v_c(t = 0) = -V_o = -V_s$. As soluções dessas equações dão a corrente do capacitor (do Apêndice D, Seção D.3) como

$$i_c(t) = V_o\sqrt{\frac{C}{L_1}}\ \text{sen}\,\omega_1 t + I_m\cos\omega_1 t$$

A tensão sobre o capacitor é expressa como

$$v_c(t) = I_m\sqrt{\frac{L_1}{C}}\ \text{sen}\,\omega_1 t - V_0\cos\omega_1 t \tag{7.9}$$

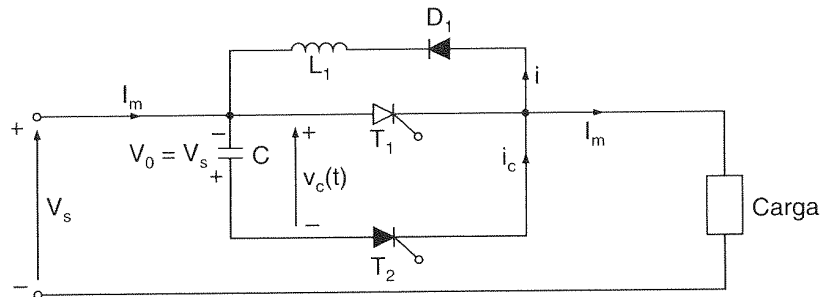
onde $\omega_1 = 1/\sqrt{L_1 C}$. O tempo de comutação do circuito ou o tempo disponível é obtido a partir da condição $v_c(t = t_{off}) = 0$, e resolvido como

$$t_{off} = \sqrt{CL_1}\,\tan^{-1}\left(\frac{V_0}{I_m}\sqrt{\frac{C}{L_1}}\right) \tag{7.10}$$

Para $C = 20\,\mu F$, $L_1 = 25\,\mu H$, $V_0 = 200\,V$ e $I_m = 50\,A$, $t_{off} = 29{,}0\,\mu s$. Para $C = 20\,\mu F$, $L_1 = 25\,\mu H$, $V_0 = 200\,V$ e $I_m = 100\,A$, $t_{off} = 23{,}7\,\mu s$. Para $C = 20\,\mu F$, $L_1 = 25\,\mu H$, $V_0 = 200\,V$ e $I_m = 200\,A$, $t_{off} = 16{,}3\,\mu s$.

Notas: À medida que a corrente de carga aumenta de 50 a 200 A, o tempo de comutação diminui de 29 µs para 16,3 µs. A utilização de um diodo extra torna o tempo de comutação menos dependente da carga.

Figura 7.11

Circuito equivalente para o Exemplo 3.3.

7.3.3 Comutação por Pulso Ressonante

A comutação por pulso ressonante pode ser explicada através da Figura 7.12a. A Figura 7.12b mostra as formas de onda para a corrente e a tensão no capacitor. O capacitor é inicialmente carregado com a polaridade mostrada e o tiristor T_1 está no modo de condução, sendo sua corrente de carga igual a I_m.

Quando o tiristor de comutação T_2 é disparado, um circuito ressonante é formado por L, C, T_1 e T_2. A corrente ressonante pode ser obtida como

$$i(t) = V_0 \sqrt{\frac{C}{L}} \text{ sen } \omega_m t$$

$$= I_p \text{ sen } \omega_m t \tag{7.11}$$

e a tensão do capacitor é

$$v_c(t) = -V_0 \cos \omega_m t \tag{7.12}$$

em que I_p é o valor máximo (de pico) permissível da corrente ressonante.

Devido à corrente ressonante, a corrente direta do tiristor T_1 é reduzida a zero em $t = t_1$, quando a corrente ressonante se iguala à corrente de carga I_m. O tempo t_1 tem de satisfazer à condição $i(t = t_1) = I_m$ na Eq. (7.11), sendo encontrado como

$$t_1 = \sqrt{LC} \text{ sen}^{-1} \left(\frac{I_m}{V_0} \sqrt{\frac{L}{C}} \right) \tag{7.13}$$

O valor correspondente da tensão no capacitor é

$$v_c(t = t_1) = -V_1 = -V_0 \cos \omega_m t_1 \tag{7.14}$$

A corrente através do tiristor T_1 cessará seu fluxo e o capacitor recarregará a uma taxa determinada pela corrente de carga I_m. O capacitor descarregará de $-V_1$ a zero e então sua tensão aumentará até o valor da fonte CC, V_s, caso no qual o diodo D_m iniciará sua condução e uma situação similar à do circuito da Figura 7.4 existirá com um tempo de duração de t_0. Isso é mostrado na Figura 7.12b. A energia armazenada no indutor L devido ao pico de corrente de carga I_m é transferida ao capacitor levando-o a uma carga excessiva (ou sobrecarga), sendo o valor dessa tensão no capacitor V_0 calculada a partir da Eq. (7.7). A tensão do capacitor é invertida a partir de $V_c(= V_0)$ para $-V_0$, disparando-se T_3, que é autocomutado de maneira similar ao circuito da Figura 7.3. Esse circuito pode não ser estável devido ao crescimento da energia no capacitor de comutação.

O circuito equivalente para o período de carga é similar ao da Figura 7.7a. A partir da Eq. (7.8), o tempo de comutação é

$$t_{\text{off}} = \frac{CV_1}{I_m} \tag{7.15}$$

Vamos definir um parâmetro x que seja a relação do valor máximo da corrente ressonante I_p para o valor máximo da corrente I_m. Então:

$$x = \frac{I_p}{I_m} = \frac{V_0}{I_m}\sqrt{\frac{C}{L}} \tag{7.16}$$

(a) Circuito

(b) Formas de onda

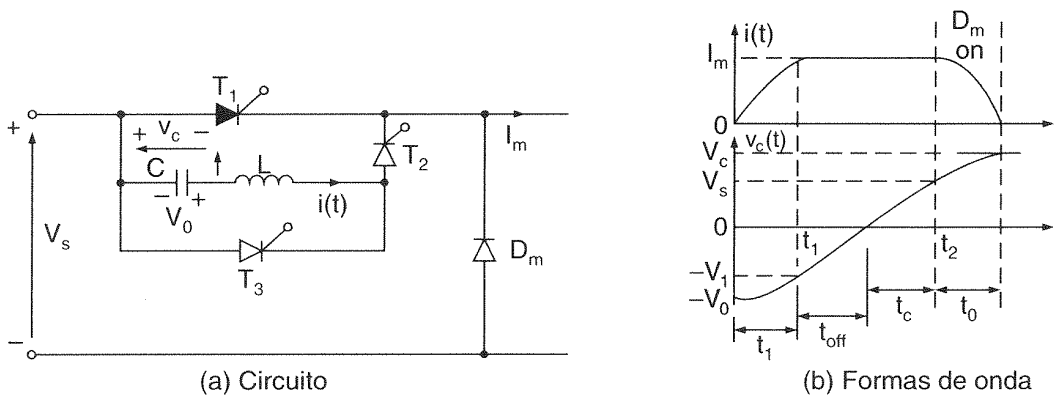



Figura 7.12

Comutação por pulso ressonante.

Para reduzir a corrente direta de T_1 para zero, o valor de x tem de ser maior que 1,0. Na prática, o valor de L e C são escolhidos de tal maneira que $x = 1{,}5$. O valor de t_1 na Eq. (7.13) normalmente é pequeno e $V_1 \approx V_0$. O valor de t_{off} obtido a partir da Eq. (7.15) deve

ser aproximadamente igual àquele obtido a partir da Eq. (7.8). No instante de tempo t_2 a corrente do capacitor cai para a corrente de carga I_m. Durante o período de tempo t_c, o capacitor C descarrega e carrega para a tensão de alimentação V_s. Durante o tempo t_0, a energia armazenada no indutor L é devolvida ao capacitor C, levando-o a sobrecarregar-se em relação à tensão de alimentação V_s.

Devido ao fato de um pulso ressonante de corrente ser utilizado para reduzir a corrente direta do tiristor T_1 a zero, esse tipo de comutação é também conhecido como *comutação por corrente*. Pode-se notar a partir da Eq. (7.15) que o tempo de comutação do circuito t_{off} é também dependente da corrente de carga. A descarga da tensão do capacitor pode ser acelerada pela conexão do diodo D_2, como mostrado na Figura 7.13a. Entretanto, uma vez que a corrente do tiristor T_1 seja reduzida a zero, a tensão reversa que aparece sobre ele é a queda de tensão direta do diodo D_2, que é pequena. Isso tornará lento o processo de recuperação do tiristor, sendo necessário fornecer um tempo de polarização reversa maior que no caso de o diodo D_2 não estar presente. A corrente no capacitor $i_c(t)$ e a tensão nele $v_c(t)$ são mostradas na Figura 7.13b.

Exemplo 7.4

O circuito de comutação por pulso ressonante da Figura 7.12a tem capacitância $C = 30\,\mu\text{F}$ e indutância $L = 4\,\mu\text{H}$. A tensão inicial do capacitor é $V_0 = 200$ V. Determinar o tempo de comutação t_{off} do circuito se a corrente de carga I_m for (a) 250 A e (b) 50 A.

Solução: (a) $I_m = 250$ A. A partir da Eq. (7.13),

$$t_1 = \sqrt{4 \times 30}\ \text{sen}^{-1}\left(\frac{250}{200}\sqrt{\frac{4}{30}}\right) = 5{,}192\,\mu\text{s}$$

$$\omega_m = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 91287{,}1\ \text{rad/s} \quad \text{e} \quad \omega_m t_1 = 0{,}474\ \text{rad}$$

A partir da Eq. (7.14), $V_1 = 200\cos(0{,}474\ \text{rad}) = 177{,}95$ V e, a partir da Eq. (7.15),

$$t_{\text{off}} = 30 \times \frac{177{,}95}{250} = 21{,}35\,\mu\text{s}$$

(b) $I_m = 50$ A.

Exemplo 7.5

Repetir o Exemplo 7.4 se um diodo em antiparalelo D_2 for conectado ao tiristor T_1 como mostrado na Figura 7.13a.

Solução: (a) $I_m = 250$ A. Quando o tiristor T_2 for disparado, um pulso ressonante de corrente fluirá através do capacitor e a corrente direta do tiristor T_1 será reduzida a zero no

instante $t = t_1 = 5{,}192\,\mu s$. A corrente no capacitor $i_c(t)$ nesse instante será igual à corrente de carga $I_m = 250$ A. Após a corrente de T_1 ser reduzida a zero, a oscilação ressonante continua através do diodo D_2 até que a corrente ressonante caia de volta ao nível da corrente de carga no instante t_2. Isso é mostrado na Figura 7.13b.

$$t_2 = \pi\sqrt{LC} - t_1 = \pi\sqrt{4 \times 30} - 5{,}192 = 29{,}22\,\mu s$$

$$\omega_m = 91287{,}1 \text{ rad/s} \qquad \text{e} \qquad \omega_m t_2 = 2{,}667 \text{ rad}$$

A partir da Eq. (7.14), a tensão no capacitor em $t = t_2$ é

$$v_c(t = t_2) = V_2 = -200 \cos(2{,}667 \text{ rad}) = 177{,}9 \text{ V}$$

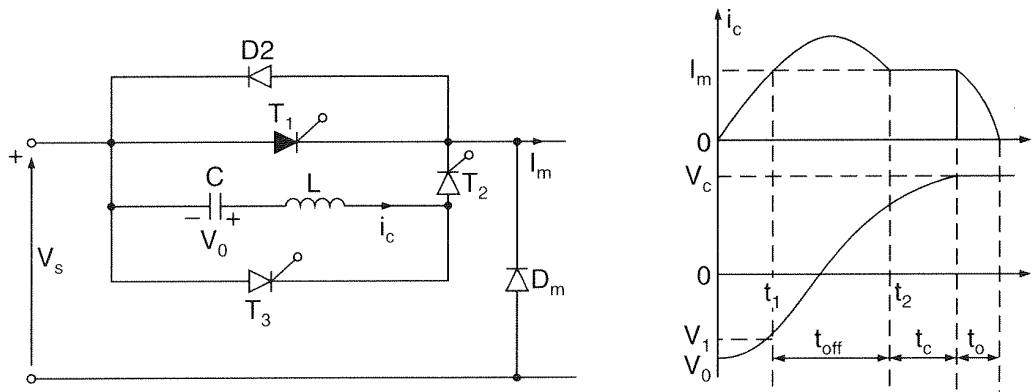



Figura 7.13

Comutação por pulso ressonante com diodo de aceleração.

O tempo de polarização reversa de T_1 é

$$t_{off} = t_2 - t_1 = 29{,}22 - 5{,}192 = 24{,}03\,\mu s$$

(b) $I_m = 50$ A.

$$t_1 = 1{,}0014\,\mu s$$

$$t_2 = \pi\sqrt{LC} - t_1 = \pi\sqrt{4 \times 30} - 1{,}0014 = 33{,}41\,\mu s$$

$$\omega_m = 91.287{,}1 \text{ rad/s} \qquad \text{e} \qquad \omega_m t_2 = 3{,}05 \text{ rad}$$

A tensão no capacitor em $t = t_2$ é

$$v_c(t = t_2) = V_2 = -200 \cos(3{,}05 \text{ rad}) = 199{,}1 \text{ V}$$

O tempo de polarização reversa do tiristor T_1 é

$$t_{off} = t_2 - t_1 = 33{,}41 - 1{,}0014 = 32{,}41\ \mu s$$

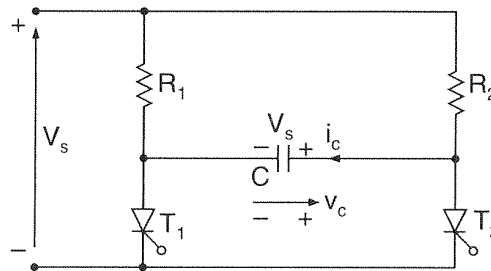
Nota: Pode-se perceber pela comparação dos tempos de polarização reversa com aqueles do Exemplo 7.4, que a adição de um diodo faz com que t_q seja menos dependente das variações da corrente de carga. Entretanto, para uma corrente de carga mais elevada (por exemplo $I_m = 250$ A), t_{off} no Exemplo 7.4 é menor que o do Exemplo 7.5.

7.3.4 Comutação Complementar

A comutação complementar é utilizada para transferir a corrente entre duas cargas e tal arranjo é mostrado na Figura 7.14. O disparo de um tiristor comuta o outro.

Quando o tiristor T_1 é disparado, a carga R_1 é conectada à tensão de alimentação, V_s, e ao mesmo tempo o capacitor C é carregado com V_s através da outra carga, R_2. A polaridade do capacitor C é como mostrado na Figura 7.14. Quando o tiristor T_2 é disparado, o capacitor é então colocado sobre o tiristor T_1 e a carga R_2 é conectada à tensão de alimentação V_s. T_1 é reversamente polarizado e desligado pela comutação por impulso. Uma vez que o tiristor T_1 é desligado, a tensão do capacitor é invertida para $-V_s$ através de R_1, T_2 e da fonte de alimentação. Se o tiristor T_1 for disparado novamente, o tiristor T_2 será desligado e o ciclo repetido. Normalmente os dois tiristores conduzem com intervalos de tempos iguais. As formas de onda para as tensões e correntes são mostradas na Figura 7.15 para $R_1 = R_2 = R$. Como cada tiristor é comutado devido a uma comutação por impulso, esse tipo de comutação é às vezes conhecido como *comutação por impulso complementar*.

Figura 7.14

Circuito de comutação complementar.

Exemplo 7.6

O circuito da Figura 7.14 tem resistências de carga de $R_1 = R_2 = R = 5\ \Omega$, capacitância $C = 10\ \mu F$ e tensão de alimentação $V_s = 100$ V. Determinar o tempo de comutação do circuito, t_{off}.

Solução: Supondo que o capacitor seja carregado com a tensão de alimentação V_s na comutação anterior de um tiristor complementar, o circuito equivalente durante o período de comutação é similar ao da Figura 7.10. A corrente através do capacitor é dada por

$$V_s = \frac{1}{C}\int i\,dt + v_c(t = 0) + Ri$$

Com $v_c(t = 0) = -V_0 = -V_s$, a solução dessa equação dá a corrente no capacitor i como

$$i(t) = \frac{2V_s}{R} e^{-t/RC}$$

A tensão no capacitor é obtida como

$$v_c(t) = V_s(1 - 2e^{-t/RC})$$

O tempo de comutação t_{off} pode ser encontrado se a condição $v_c(t = t_q) = 0$ for satisfeita, sendo resolvido como

$$t_{off} = RC \ln(2)$$

Para $R = 5\,\Omega$ e $C = 10\,\mu F$, $t_{off} = 34{,}7\,\mu s$

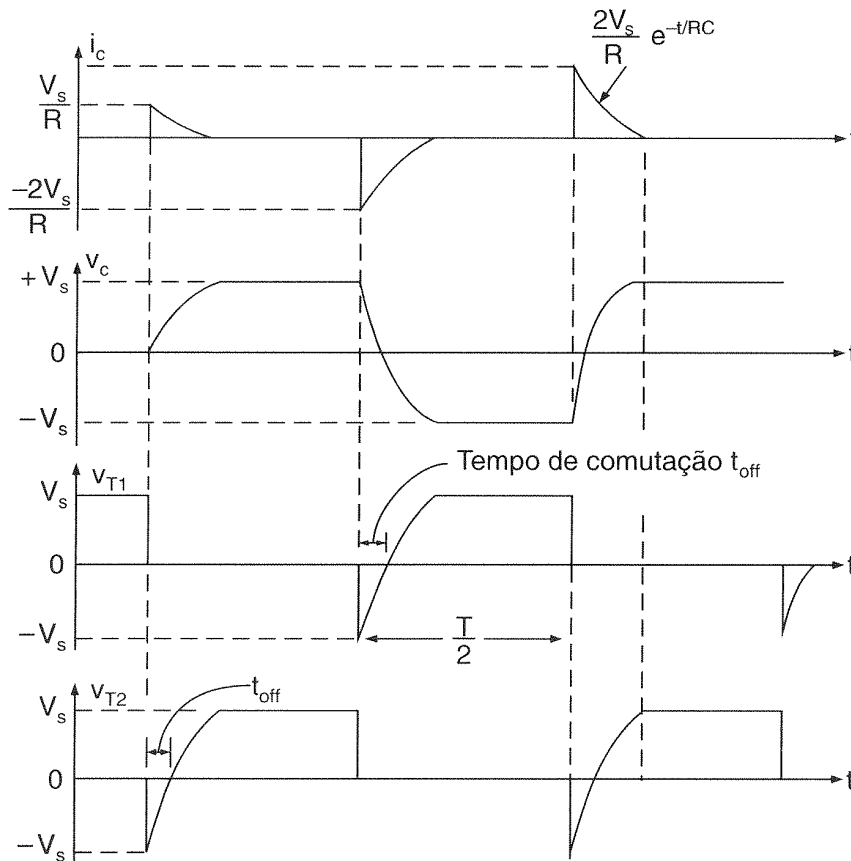



Figura 7.15

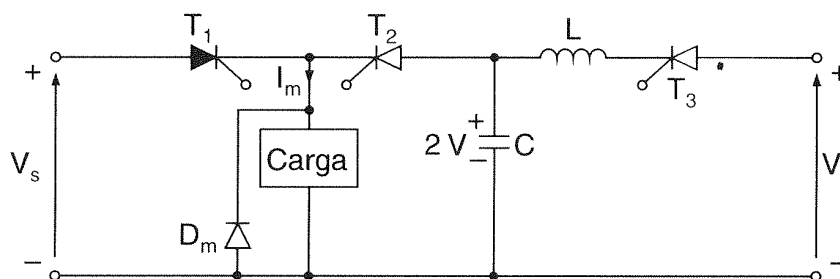
Formas de onda para o circuito da Figura 7.14.

7.3.5 Comutação por Pulso Externo

Um pulso de corrente é obtido a partir de uma tensão externa para comutar um tiristor em condução. A Figura 7.16 mostra um circuito com tiristor utilizando comutação por pulso externo e duas fontes de alimentação. V_s é a tensão da fonte de alimentação principal e V a tensão da fonte auxiliar.

Se o tiristor T_3 for disparado, o capacitor carregará a partir da fonte auxiliar. Supondo que o capacitor esteja inicialmente descarregado, um pulso de corrente ressonante de valor máximo (pico) $V\sqrt{C/L}$, que é similar ao circuito na Figura 7.2, fluirá através de T_3 e o capacitor será carregado com 2 V. Se o tiristor T_3 estiver conduzindo e uma corrente de carga for fornecida a partir da fonte de alimentação principal V_s, o disparo do tiristor T_2 aplicará uma tensão reversa de $V_s - 2\,V$ sobre o tiristor T_1; e este será comutado. Uma vez que T_1 seja comutado, o capacitor descarregará através da carga a uma taxa determinada pela amplitude da corrente de carga I_m.

Figura 7.16

Comutação por pulso externo.

7.3.6 Comutação do Lado da Carga

Na comutação do lado da carga, a carga forma um circuito em série com o capacitor; e a descarga e recarga do capacitor são feitas via carga. A performance do circuito de comutação do lado da carga depende da carga e além disso o circuito de comutação não pode ser testado sem a conexão desta. As Figuras 7.6, 7.8, 7.12 e 7.13 são exemplos de comutação do lado da carga.

7.3.7 Comutação do Lado da Linha

Nesse tipo de comutação, a descarga e a recarga do capacitor não são conseguidas através da carga e o circuito de comutação pode ser testado sem a conexão desta. A Figura 7.17 mostra tal circuito.

Quando o tiristor T_2 é disparado, o capacitor C é carregado para $2V_s$ e T_2 é autocomutado de maneira similar ao circuito da Figura 7.2. O tiristor T_3 é disparado para inverter a tensão do capacitor para $-2V_s$ e T_3 também é autocomutado. Supondo que o tiristor T_1 esteja conduzindo uma corrente de carga de I_m, o tiristor T_2 é disparado para comutar T_1. O disparo do tiristor T_2 polarizará diretamente o diodo D_m e aplicará uma

tensão reversa de $2V_s$ sobre T_1; e este será comutado. A descarga e recarga do capacitor será feita através da fonte de alimentação. A conexão da carga não é necessária para testar o circuito de comutação.

(a) Circuito

(b) Formas de onda

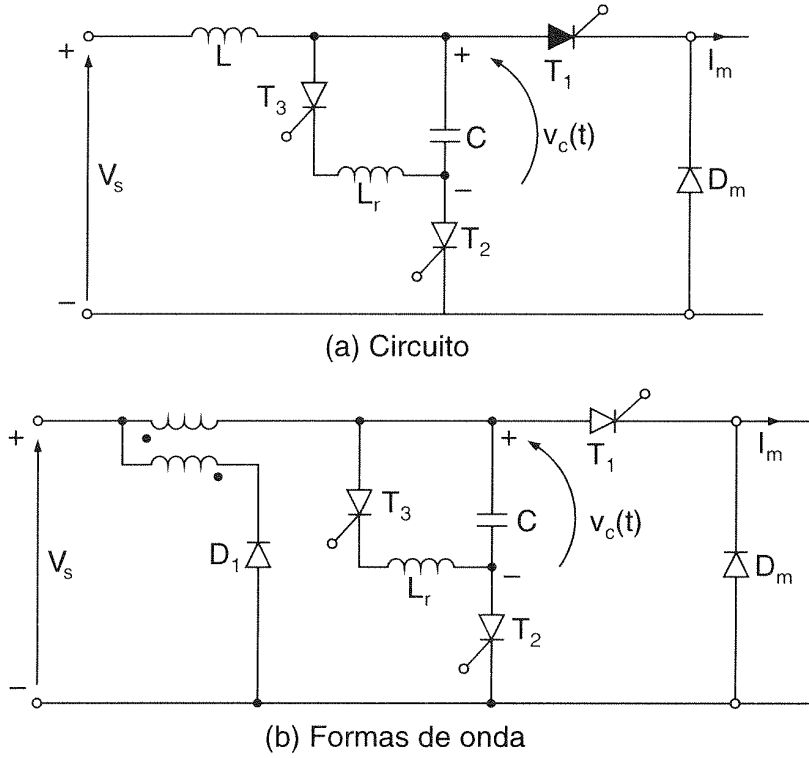



Figura 7.17

Circuito de comutação do lado da linha.

O indutor L conduz a corrente de carga I_m e o circuito equivalente durante o período de comutação é mostrado na Figura 7.18. A corrente do capacitor é expressa (a partir do Apêndice D) como

$$V_s = L\frac{di}{dt} + \frac{1}{C}\int i\,dt + v_c(t = 0) \tag{7.17}$$

com as condições iniciais $i(t = 0) = I_m$ e $v_c(t = 0) = -2V_s$. A solução da Eq. (7.17) dá a corrente e a tensão no capacitor como

$$i(t) = I_m \cos \omega_m t + 3V_s \sqrt{\frac{C}{L}} \operatorname{sen} \omega_m t \tag{7.18}$$

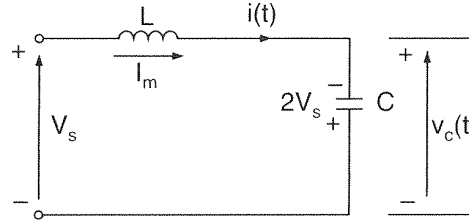
e

$$v_c(t) = I_m \sqrt{\frac{L}{C}} \operatorname{sen} \omega_m t - 3V_s \cos \omega_m t + V_s \tag{7.19}$$

onde

$$\omega_m = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Figura 7.18

Circuito equivalente durante o período de comutação.

O tempo de comutação do circuito t_{off} é obtido a partir da condição $v_c(t = t_{off}) = 0$ da Eq. (7.19) e resolvido após a simplificação como

$$t_{off} = \sqrt{LC}\left(\tan^{-1} 3x - \text{sen}^{-1}\frac{x}{\sqrt{9x^2+1}}\right) \tag{7.20}$$

onde

$$x = \frac{V_s}{I_m}\sqrt{\frac{C}{L}} \tag{7.21}$$

O tempo de condução do tiristor T_2, que pode ser encontrado a partir da condição $i(t = t_1) = 0$ da Eq. (7.18), é dado por

$$t_1 = \sqrt{LC}\tan^{-1}\frac{-1}{3x} = \sqrt{LC}\left(\pi - \tan^{-1}\frac{1}{3x}\right) \tag{7.22}$$

Sob condições sem carga, $I_m = 0$ e x é infinito. A Eq. (7.19) dá t_{off} como

$$t_{off} = \sqrt{LC}\cos^{-1}\frac{1}{3} = 1{,}231\sqrt{LC}$$

e

$$t_1 = \pi\sqrt{LC} \tag{7.23}$$

Nota: Se $I_m = 0$ e $t_1 = \pi\sqrt{LC}$, a tensão do capacitor na Eq. (7.19) torna-se $v_c(t = t_1) = V_0 = 4V_s$ e haverá crescimento contínuo da tensão do capacitor. Para limitar o sobrecarregamento do capacitor, o indutor L normalmente é substituído por um transformador e um diodo de recuperação de energia, como mostrado na Figura 7.17b.

7.4 PROJETOS DE CIRCUITOS DE COMUTAÇÃO

O projeto de circuitos de comutação requer a determinação dos valores do capacitor C e do indutor L. Para o circuito de comutação por impulso da Figura 7.6, o valor do capacitor C é calculado a partir da Eq. (7.8) e o indutor de inversão L_r é determinado a partir da máxima corrente reversa permissível da Eq. (7.5). Para o circuito da Figura 7.8, os requisitos de tempo de comutação t_{off} da Eq. (7.10) podem ser satisfeitos escolhendo-se tanto C quanto L_1.

Para o circuito de comutação por pulso ressonante da Figura 7.12, os valores de L e C podem ser calculados a partir das Eqs. (7.15) e (7.16). Nas Eqs. (7.14) e (7.15) V_0 e V_1 também dependem de L e C como na Eq. (7.7).

Exemplo 7.7

Para o circuito comutado por impulso da Figura 7.6, determinar os valores do capacitor C e indutor de inversão L_r se a tensão de alimentação for $V_s = 200$ V, a corrente de carga $I_m = 100$ A, o tempo de comutação $t_{off} = 20$ μs e o pico da corrente de inversão limitado a 140% de I_m.

Solução: $V_0 = V_s = 200$ V. A partir da Eq. (7.8), $C = 100 \times 20/200 = 10$ μF. A partir da Eq. (7.5), a corrente ressonante de pico é $1{,}4 \times 100 = 140 = V_s\sqrt{C/L_r} = 200\sqrt{10/L_r}$, que dá $L_r = 20{,}4$ μH .

Exemplo 7.8

Para o circuito de comutação ressonante da Figura 7.13, determinar os valores ótimos de C e L de tal forma que ocorram perdas mínimas de energia durante o período de comutação, se $I_m = 350$ A, $V_0 = 200$ V e $t_{off} = 20$ μs.

Solução: Substituindo a Eq. (7.16) na Eq. (7.13), o tempo necessário para a corrente do capacitor crescer até o nível da corrente máxima de carga I_m é dado por

$$t_1 = \sqrt{LC}\ \text{sen}^{-1}\frac{1}{x} \tag{7.24}$$

onde $x = I_p/I_m = (V_0/I_m)\sqrt{C/L}$. A partir da Figura 7.13b, o tempo de polarização reversa disponível ou tempo de comutação t_{off} é

$$t_{off} = t_2 - t_1 = \pi\sqrt{LC} - 2t_1 = \sqrt{LC}\left(\pi - 2\,\text{sen}^{-1}\frac{1}{x}\right) \tag{7.25}$$

A partir da Eq. (7.11), a corrente ressonante de pico é

$$I_p = V_0\sqrt{\frac{C}{L}} \tag{7.26}$$

Definindo uma função $F_1(x)$ tal que

$$F_1(x) = \frac{t_{off}}{\sqrt{LC}} = \pi - 2\,\text{sen}^{-1}\frac{1}{x} \tag{7.27}$$

A energia na comutação pode ser expressa como

$$W = 0{,}5CV_0^2 = 0{,}5LI_p^2 \tag{7.28}$$

A substituição do valor de I_p da Eq. (7.26) dá

$$W = 0{,}5\sqrt{LC}\;V_0I_p$$

Substituindo o valor de $\sqrt{LC}$ a partir da Eq. (7.27), tem-se

$$W = 0{,}5V_0I_m\frac{x\,t_{off}}{F_1(x)} = 0{,}5V_0xI_m\sqrt{LC} \tag{7.29}$$

Definindo uma outra função $F_2(x)$ tal que

$$F_2(x) = \frac{W}{V_0I_mt_{off}} = \frac{x}{2F_1(x)} = \frac{x}{2[\pi - 2\,\text{sen}(1/x)]} \tag{7.30}$$

Pode ser demonstrado matematicamente ou através de plotagem de $F_2(x)$ em função de x que $F_2(x)$ se torna mínimo quando $x = 1{,}5$. A Tabela 7.1 mostra os valores de $F_2(x)$ em função de x. Para $x = 1{,}5$, a Tabela 7.1 dá $F_1(x) = 1{,}6821375$ e $F_2(x) = 0{,}4458613$.

Tabela 7.1 $F_2(x)$ *VERSUS x*

x	$F_2(x)$	$F_1(x)$
1,2	0,5122202	1,1713712
1,3	0,4688672	1,3863201
1,4	0,4515002	1,5384548
1,5	0,4458613	1,6821375
1,6	0,4465956	1,7913298
1,7	0,4512052	1,8838431
1,8	0,4583579	1,9625311

Substituindo $x = 1{,}5$ nas Eqs. (7.25) e (7.16), obtém-se

$$t_{off} = 1{,}682\sqrt{LC}$$

e

$$1{,}5 = \frac{V_0}{I_m}\sqrt{\frac{C}{L}}$$

Resolvendo-as, os valores ótimos de L e C são

$$L = 0{,}398\,\frac{t_{off}\,V_0}{I_m} \tag{7.31}$$

$$C = 0{,}8917\,\frac{t_{off}\,I_m}{V_0} \tag{7.32}$$

Para $I_m = 350$ A, $V_0 = 200$ V e $t_{off} = 20\ \mu s$,

$$L = 0{,}398 \times 20 \times \frac{200}{350} = 6{,}4\ \mu H$$

e

$$C = 0{,}8917 \times 20 \times \frac{350}{200} = 31{,}2\ \mu F$$

Nota: Devido ao diodo de comutação sobre a carga, como mostrado nas Figuras 7.12a e 7.13a, o capacitor terá um sobrecarregamento por causa da energia armazenada no indutor L. A tensão do capacitor V_0, que dependerá dos valores de L e C, pode ser determinada a partir da Eq. (7.7). Nesse caso, as Eqs. (7.31) e (7.32) devem ser resolvidas para os valores de L e C.

Exemplo 7.9

Um diodo de comutação é conectado à saída, como mostrado na Figura 7.12a, e o capacitor terá uma sobrecarga devido à energia armazenada no indutor L. Determinar os valores de L e C. Os dados são: $V_s = 200$ V, $I_m = 350$ A, $t_{off} = 20$ μs e $x = 1{,}5$.

Solução: A substituição da Eq. (7.7) na Eq. (7.16) dá $x = (V_s/I_m)\sqrt{C/L} + 1$. A substituição das Eqs. (7.7), (7.13) e (7.14) na Eq. (7.15) dá

$$t_{off} = \left[\frac{V_s C}{I_m} + \sqrt{LC}\right] \cos\left(\text{sen}^{-1}\frac{1}{x}\right)$$

Os valores de C e L podem ser encontrados a partir dessas duas equações para valores conhecidos de x e t_{off}. Os resultados são $L = 20{,}4\,\mu$H e $C = 15{,}65\,\mu$F.

Exemplo 7.10

Repetir o Exemplo 7.9 para o circuito da Figura 7.13.

Solução: A partir da Eq. (7.25), $t_{off} = \sqrt{LC}\,[\pi - 2\,\text{sen}^{-1}(1/x)]$. A partir das Eqs. (7.7) e (7.16), $x = (V_s/I_m)\sqrt{C/L} + 1$. Os valores de L e C são encontrados a partir dessas duas equações para valores conhecidos de x e t_{off} como $C = 10{,}4\,\mu$F e $L = 13{,}59\,\mu$H.

7.5 MODELAMENTO SPICE PARA O TIRISTOR CC

Um tiristor CC pode ser modelado por um diodo e uma chave controlada por tensão, como mostrado na Figura 7.19. A chave é controlada pela tensão de gatilho v_g. Os parâmetros do diodo podem ser ajustados para dar a queda de tensão requerida e o tempo de recuperação reversa do tiristor. Supor que os parâmetros do modelo PSpice do diodo são IS=1E–25, BV=1000V e os parâmetros da chave são RON=0.1, ROFF=10E+6, VON=10V, VOFF=5V.

Esse modelo pode ser utilizado como um subcircuito. A definição do subcircuito para o modelo de tiristor CC, DCSCR pode ser descrita como se segue:

```
*   Subcircuit for de thyristor model
.SUBCKT     DCSCR      1       2         3          4
*           model    anode   cathode   +control   -control
*           name                        voltage    voltage
DT      5      2    DMOD                      ; Switch diode
ST      1      5    3      4     SMOD         ; Switch
.MODEL     DMOD     D(IS=1E-25   BV=1000V)    ; Diode model parameters
.MODEL    SMOD   VSWITCH   (RON=0.1   ROFF=10E+6   VON=10V   VOFF=5V)
.ENDS   DCSCR                                 ; Ends subcircuit definition
```

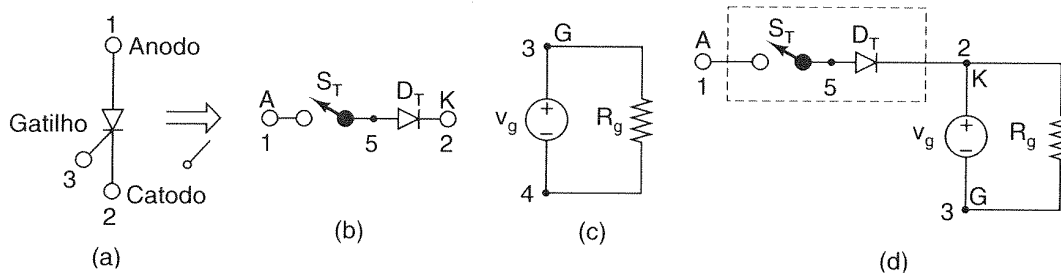



Figura 7.19

Modelo SPICE do tiristor CC.

Exemplo 7.11

Os parâmetros do circuito de comutação por pulso ressonante da Figura 7.13a são: tensão de alimentação V_s = 200 V, capacitor de comutação C = 31,2 μF, indutância de comutação L = 6,4 μH, resistência de carga R_m = 0,5 Ω e indutância de carga L_m = 5 μH. Se o tiristor for modelado pelo circuito da Figura 7.19, utilizar o PSpice para plotar (a) a tensão do capacitor v_c, (b) a corrente do capacitor i_c e (c) a corrente de carga i_L. A freqüência de chaveamento é f_c = 1 kHz e o tempo de condução do tiristor T_1 é de 40%.

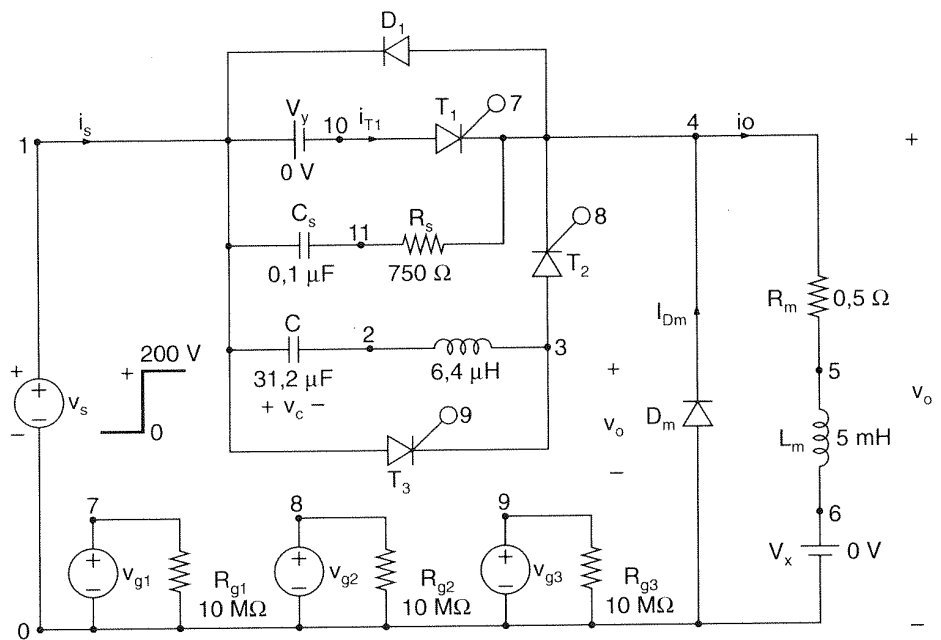
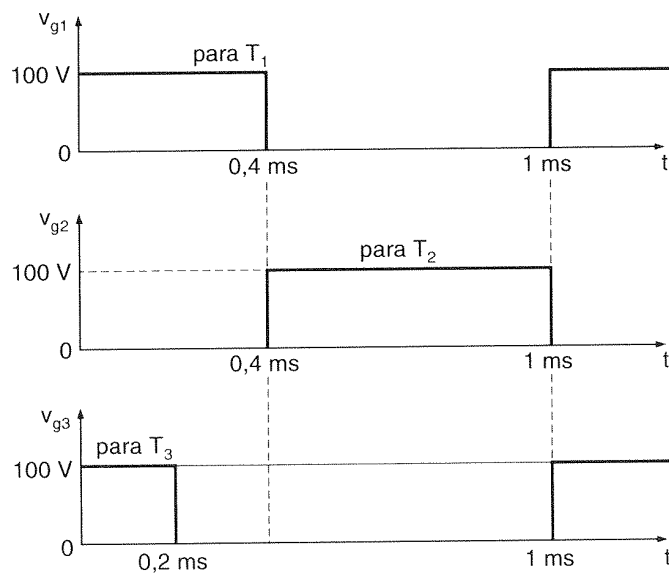
Solução: O circuito de comutação por pulso ressonante para a simulação PSpice é mostrado na Figura 7.20a. As tensões de controle V_{g1}, V_{g2} e V_{g3} para os tiristores são mostradas na Figura 7.20b. A listagem do arquivo do circuito é como se segue:

```
Example 7-11  Resonant Pulse Chopper
VS     1     0      DC    200V
Vg1    7     0      PULSE    (0V 100V 0 1US 1US 0. 4MS 1MS)
Vg2    8     0      PULSE    (0V 100V 0 1US 1US 0. 6MS 1MS)
Vg3    9     0      PULSE    (0V 100V 0 1US 1US 0. 2MS 1MS)
Rg1    7     0      10MEG
Rg2    8     0      10MEG
Rg3    9     0      10MEG
CS    10    11      0. 1UF
RS    11     4      750
C      1     2      31.2UF  IC=200V         ; With initial capacitor voltage
L      2     3      6.4UH
D1     4     1      DMOD
DM     0     4      DMOD
.MODEL    DMOD      D(IS=1E-25 BV=1000V)        ; Diode model parameters
RM     4     5      0. 5
LM     5     6      5. 0MH
VX     6     0      DC   0V                     ; Measures load current
VY     1    10      DC   0V                     ; Measures current of T1
*  Subcircuit calls for DC thyristor model
XT1  10     4    7    0     DCSCR               ; Thyristor T1
XT2   3     4    8    0     DCSCR               ; Thyristor T2
XT3   1     3    9    0     DCSCR               ; Thyristor T3
*  Subcircuit DCSR which is missing must be inserted
.TRAN    0. 5US    3MS    1. 5MS    0. 5US      ; Transient analysis
```

```
.PROBE                                          ; graphics post processor
.options  abstol = 1. 000u  reltol = .01  vntol = 0. 1  ITL5=20000
.END
```

As plotagens do PSpice são mostradas na Figura 7.21, onde I(VX) = corrente de carga, I(C) = corrente no capacitor e V(1,2) = tensão no capacitor. A partir da Figura 7.21, o tempo de comutação disponível é t_{off} = 2441,4 – 2402,1 = 39,3 μs a uma corrente de carga de I_m = 49,474 A. Deve ser notado que a corrente instantânea de carga I(VX) não atingiu a condição de regime permanente.

Figura 7.20

Circuito de comutação por pulso ressonante para simulação PSpice.

(a) *Chopper* de pulso ressonante

(b) Tensões dos gatilhos

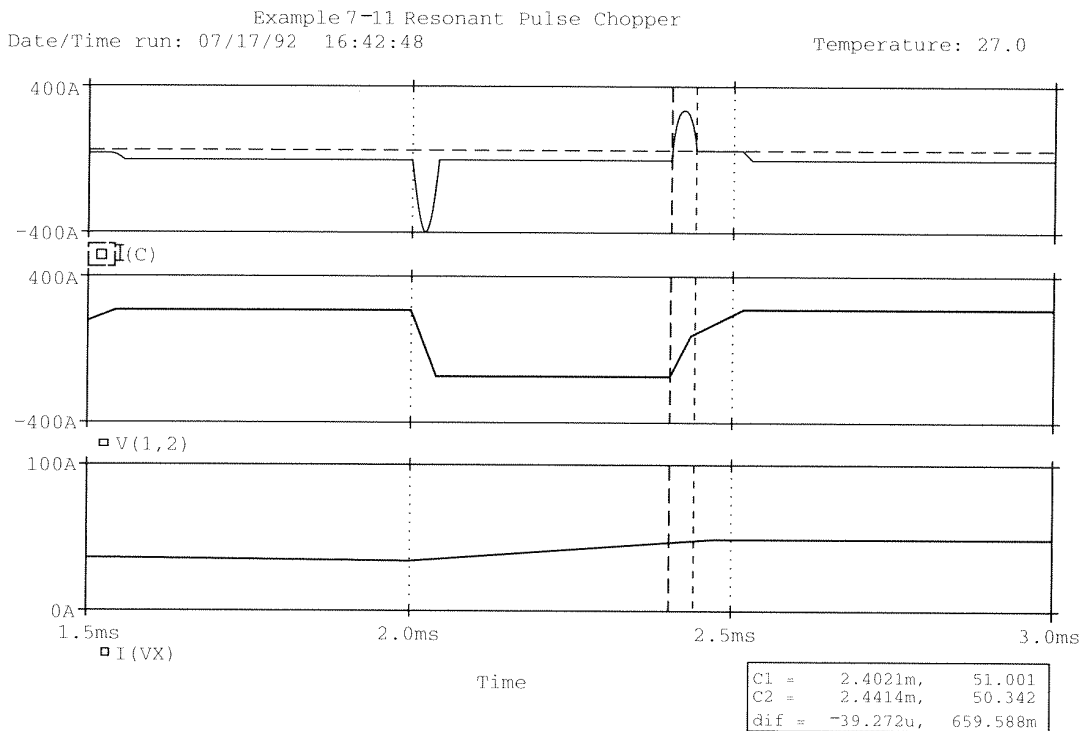



Figura 7.21

Plotagens PSpice para o Exemplo 7.11.

7.6 CAPACITORES DE COMUTAÇÃO

Se as freqüências de chaveamento estiverem abaixo de 1 kHz, o tempo de comutação do tiristor poderá ser considerado curto se comparado com o período de chaveamento. Apesar de o pico de corrente sobre o capacitor ser elevado, a corrente média deve ser relativamente baixa. Se as freqüências de chaveamento estiverem acima de 5 kHz, o capacitor conduzirá corrente por uma parte significativa do período de chaveamento e o capacitor deverá, portanto, ser escolhido para uma especificação de corrente contínua.

Na seleção de um capacitor de comutação, as especificações de corrente máxima (de pico), *rms* (eficaz) e média e de tensão de pico a pico devem ser satisfeitas.

RESUMO

Foi visto neste capítulo que um tiristor em condução pode ser desligado através de comutação natural ou forçada. Na comutação natural, a corrente no tiristor é reduzida a zero devido às características naturais da tensão de entrada. Na comutação forçada, a corrente no tiristor é reduzida a zero através de um circuito adicional chamado circuito de comutação, e o processo de comutação depende da corrente de carga. Para garantir o

desligamento de um tiristor, o tempo de comutação do circuito (ou disponível) tem de ser maior que o tempo de comutação do tiristor, que é normalmente especificado pelo fabricante do tiristor.

REFERÊNCIAS

M. H. RASHID. "A thyristor chopper with minimum limits on voltage control of dc drives". *International Journal of Electronics*. vol. 53, n. 1, 1982, pp. 71-89.

____________. "Commutation limits of dc chopper on output voltage control". *Electronic Engineering*. vol. 51, n. 620, 1979, pp. 103-5.

W. McMURRY. "Thyristor commutation in dc chopper: a comparative study". *IEEE Industry Applications Society Conference Record*, outubro 2 a 6, 1977, pp. 385-97.

QUESTÕES DE REVISÃO

7.1 Quais são os dois tipos genéricos de comutação?

7.2 Quais são os tipos de comutação forçada?

7.3 Qual é a diferença entre comutação natural e autocomutação?

7.4 Qual é o princípio da autocomutação?

7.5 Qual é o princípio da comutação por impulso?

7.6 Qual é o princípio da comutação por pulso ressonante?

7.7 Qual é o princípio da comutação complementar?

7.8 Qual é o princípio da comutação por pulso externo?

7.9 Quais são as diferenças entre comutação do lado da carga e do lado da linha?

7.10 Quais são as diferenças entre comutação de tensão e de corrente?

7.11 Quais são os propósitos de um circuito de comutação?

7.12 Por que o tempo de polarização reversa disponível deve ser maior que o tempo de comutação de um tiristor?

7.13 Qual é o propósito da conexão de um diodo em antiparalelo com o tiristor principal, com ou sem um indutor em série?

7.14 Qual é a relação do pico ressonante para a corrente de carga na comutação por pulso ressonante que minimizaria as perdas na comutação?

7.15 Quais são as expressões para o valor ótimo do capacitor e indutor de comutação em uma comutação por pulso ressonante?

7.16 Por que o capacitor de comutação em uma comutação por pulso ressonante se carrega com tensão acima daquela da fonte de alimentação?

7.17 Como a tensão do capacitor de comutação é invertida em um circuito de comutação?

7.18 Que tipo de capacitor normalmente é utilizado em freqüências de chaveamento elevadas?

PROBLEMAS

7.1 Na Figura 7.3a, a tensão inicial do capacitor $V_0 = 600$ V, capacitância $C = 40\,\mu$F e indutância $L = 10\,\mu$H. Determinar o valor de pico da corrente ressonante e o tempo de condução do tiristor T_1.

7.2 Repetir o Problema 7.1 se o indutor no circuito de inversão ressonante tiver uma resistência $R = 0{,}015\,\Omega$. (*Dica*: determinar as raízes de um sistema de segunda ordem e então encontrar a solução.)

7.3 O circuito na Figura 7.4 tem $V_s = 600$ V, $V_0 = 0$ V, $L = 20\,\mu$H, $C = 50\,\mu$H e $I_m = 350$ A. Determinar **(a)** a tensão e corrente de pico do capacitor e **(b)** o tempo de condução do tiristor T_1.

7.4 No circuito de comutação da Figura 7.6, a capacitância $C = 20\,\mu$F, a tensão de entrada V_s varia entre 180 e 220 V e a corrente de carga I_m varia entre 50 e 200 A. Determinar os valores mínimo e máximo para o tempo disponível para comutação t_{off}.

7.5 Para o circuito da Figura 7.6, determinar os valores do capacitor C e do indutor de inversão L_r se a tensão de alimentação $V_s = 220$ V, a corrente de carga $I_m = 150$ A, o tempo de comutação $t_{off} = 15\,\mu$s e a corrente de inversão limitada a 150% de I_m.

7.6 O circuito da Figura 7.8 tem $V_s = 220$ V, $C = 20\,\mu$F e $I_m = 150$ A. Determinar o valor da indutância de recarga L_1 que dará um tempo de comutação $t_{off} = 15\,\mu$s.

7.7 Para o circuito da Figura 7.8, determinar os valores de L_1 e C. A tensão de alimentação $V_s = 200$ V e a corrente de carga $I_m = 350$ A, o tempo de comutação $t_{off} = 20\,\mu$s e a corrente de pico através do diodo D_1 é limitada a 2,5 vezes I_m. Se o tiristor for modelado pelo circuito da Figura 7.19, utilizar o PSpice para plotar a tensão no capacitor v_c, a corrente no capacitor i_c e para verificar o tempo de comutação disponível t_{off}. A freqüência de chaveamento é $f_c = 1$ kHz e o tempo de comutação de $T_1 = 40\%$.

7.8 Para o circuito de comutação por impulso da Figura 7.9, a tensão de alimentação $V_s = 220$ V, a capacitância $C = 20\,\mu$F e a corrente de carga $R = 10\,\Omega$. Determinar o tempo de comutação t_{off}.

7.9 No circuito de pulso ressonante da Figura 7.12a, a tensão de alimentação $V_s = 200$ V, a corrente de carga $I_m = 150$ A, a indutância de comutação $L = 4$ μH e a capacitância de comutação $C = 20$ μF. Determinar o pico da corrente ressonante de inversão do tiristor T_3, I_k e o tempo de comutação t_{off}.

7.10 Repetir o Problema 7.9 se um diodo em antiparalelo for conectado ao tiristor T_1, como mostrado na Figura 7.13a.

7.11 Se um diodo for conectado ao tiristor T_1 na Figura 7.12a e o capacitor se carrega com tensão acima daquela da fonte, determinar os valores de L e C. A tensão da fonte de alimentação $V_s = 200$ V, a corrente de carga $I_m = 350$ A, o tempo de comutação $t_{off} = 20$ μs e a relação da corrente ressonante de pico para a de carga é $x = 1{,}5$.

7.12 Repetir o Problema 7.11 para o circuito da Figura 7.13a.

7.13 No circuito da Figura 7.13a, a corrente de carga $I_m = 200$ A, a tensão do capacitor $V_0 = 220$ V e o tempo de comutação $t_{off} = 15$ μs. Determinar os valores ótimos de C e L de tal forma que ocorram perdas de energia mínimas durante o período de comutação. Se o tiristor for modelado pelo circuito da Figura 7.19, utilizar PSpice para plotar a tensão no capacitor v_c e a corrente no capacitor i_c e para verificar o tempo de comutação t_{off} disponível. A freqüência de chaveamento $f_c = 1$ kHz e o tempo de condução do tiristor T_1 é 40%.

7.14 No circuito da Figura 7.18, a tensão de alimentação $V_s = 220$ V, a capacitância $C = 30$ μF, a indutância de comutação $L = 10$ μH e a corrente de carga $I_m = 100$ A. Determinar o tempo de comutação t_{off} do circuito.

7.15 Explicar a operação do circuito na Figura 7.17a e identificar os tipos de comutação envolvidos nesse circuito.

MAKRON
Books

Capítulo 8

Transistores de Potência

8.1 INTRODUÇÃO

Os transistores de potência têm características de entrada em condução e de corte controladas. Os transistores, utilizados como elementos de chaveamento, são operados na região de saturação, resultando em uma baixa queda de tensão em estado de condução. A velocidade de chaveamento dos transistores modernos é muito maior que a dos tiristores, e eles são extensivamente empregados em conversores CC-CC e CC-CA, com diodos conectados em antiparalelo para fornecer fluxo bidirecional de corrente. Entretanto, suas especificações de corrente e tensão são menores que as dos tiristores, e os transistores são normalmente utilizados em aplicações de baixa para média potência. Os transistores de potência geralmente podem ser classificados em quatro categorias:

1. transistores bipolares de junção (do inglês *bipolar junction transistors – BJTs*);
2. transistores de efeito de campo de óxido metálico semicondutor (do inglês *metal-oxide-semiconductor field-effect transistors – MOSFETs*);
3. transistores de indução estática (do inglês *static induction transistors – SITs*);
4. transistores bipolares de porta isolada (do inglês *insulated-gate bipolar transistor – IGBTs*).

Os BJTs ou MOSFETs, SITs ou IGBTs podem ser considerados chaves ideais para explicar as técnicas de conversão de potência. Uma chave com transistor é muito mais simples que aquela construída com tiristor em comutação forçada. Entretanto, a escolha entre um BJT e um MOSFET em circuitos conversores não é óbvia, mas ambos

podem substituir um tiristor, contanto que suas especificações de corrente e tensão atendam aos requisitos de saída do conversor. Os transistores práticos diferem dos dispositivos ideais. Os transistores têm certas limitações e são restritos a algumas aplicações. As características e especificações de cada tipo devem ser examinadas para determinar sua adequação a uma aplicação particular.

8.2 TRANSISTORES BIPOLARES DE JUNÇÃO

Um transistor bipolar é formado pela adição de uma segunda região *p* ou *n* a um diodo de junção *pn*. Com duas regiões *n* e uma região *p* são formadas duas junções e essa estrutura é conhecida como *transistor NPN*, como mostrado na Figura 8.1a. Com duas regiões *p* e uma região *n*, a estrutura é chamada *transistor PNP*, como mostrado na Figura 8.1b. Os três terminais são designados por *coletor*, *emissor* e *base*. Um transistor bipolar tem duas junções, a junção coletor-base (CB) e a base-emissor (BE). Na Figura 8.2 são mostrados transistores bipolares de vários tamanhos.

Figura 8.1

Transistores bipolares.

Coletor
n
Base
p
n
Emissor
C
I_C
I_B
B
I_E
E

(a) transistor npn

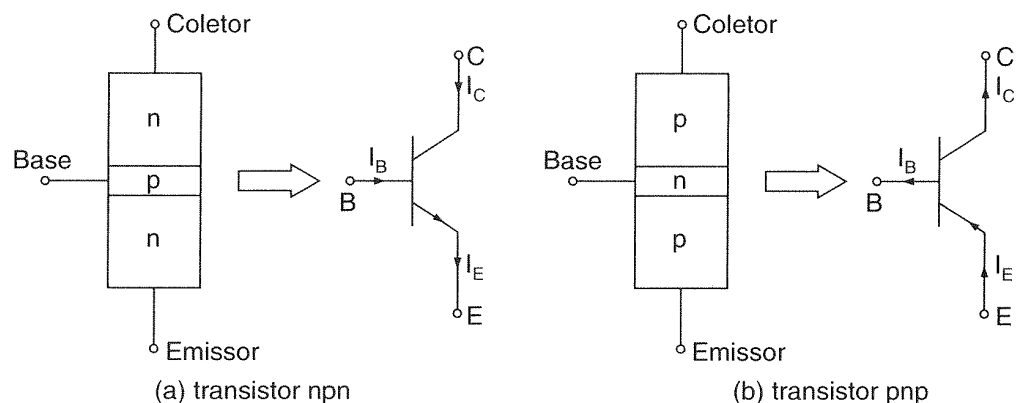
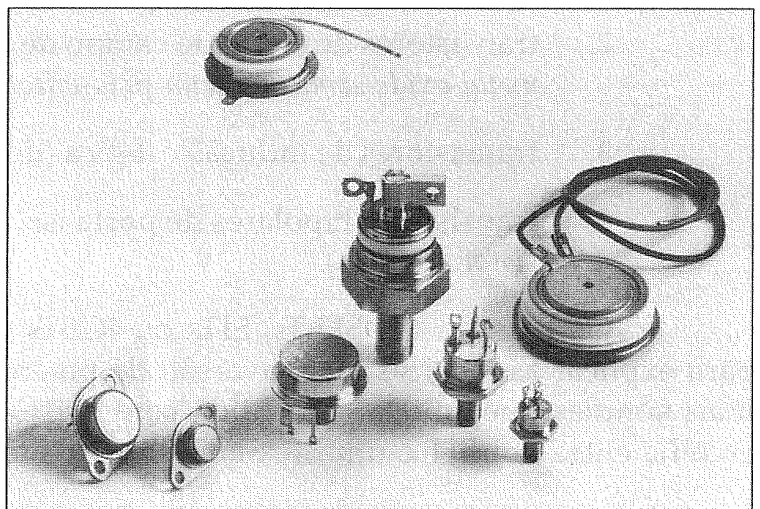
Coletor
p
Base
n
p
Emissor
C
I_C
I_B
B
I_E
E

(b) transistor pnp

Figura 8.2

Transistores *NPN* (cortesia da Powerex, Inc.).

8.2.1 Curvas Características de Regime Permanente

Apesar de haver três configurações possíveis – coletor comum, base comum e emissor comum, a configuração emissor comum, que é mostrada na Figura 8.3a para um transistor *NPN*, geralmente é utilizada em aplicações de chaveamento. As curvas características típicas de entrada da corrente de base I_R, em função da tensão base-emissor V_{BE}, são mostradas na Figura 8.3b. A Figura 8.3c mostra as curvas características típicas de saída da corrente de coletor I_C, em função da tensão coletor-emissor V_{CE}. Para um transistor *PNP*, as polaridades de todas as correntes e tensões são invertidas.

Há três regiões de operação de um transistor: de corte, ativa e de saturação. Na região de corte, o transistor está desligado ou a corrente de base não é suficiente para ligá-lo e ambas as junções estão reversamente polarizadas. Na região ativa, o transistor age como um amplificador, no qual a corrente de coletor é amplificada por um ganho e a tensão coletor-emissor diminui com a corrente de base. A junção coletor-base (CB) está reversamente polarizada e a junção base-emissor (BE) está diretamente polarizada. Na região de saturação, a corrente de base é suficientemente elevada para que a tensão coletor-emissor seja baixa e o transistor aja como uma chave. Ambas as junções (CB e BE) estão diretamente polarizadas. A curva característica de transferência, que é uma plotagem de V_{CE} em função de I_B, é mostrada na Figura 8.4.

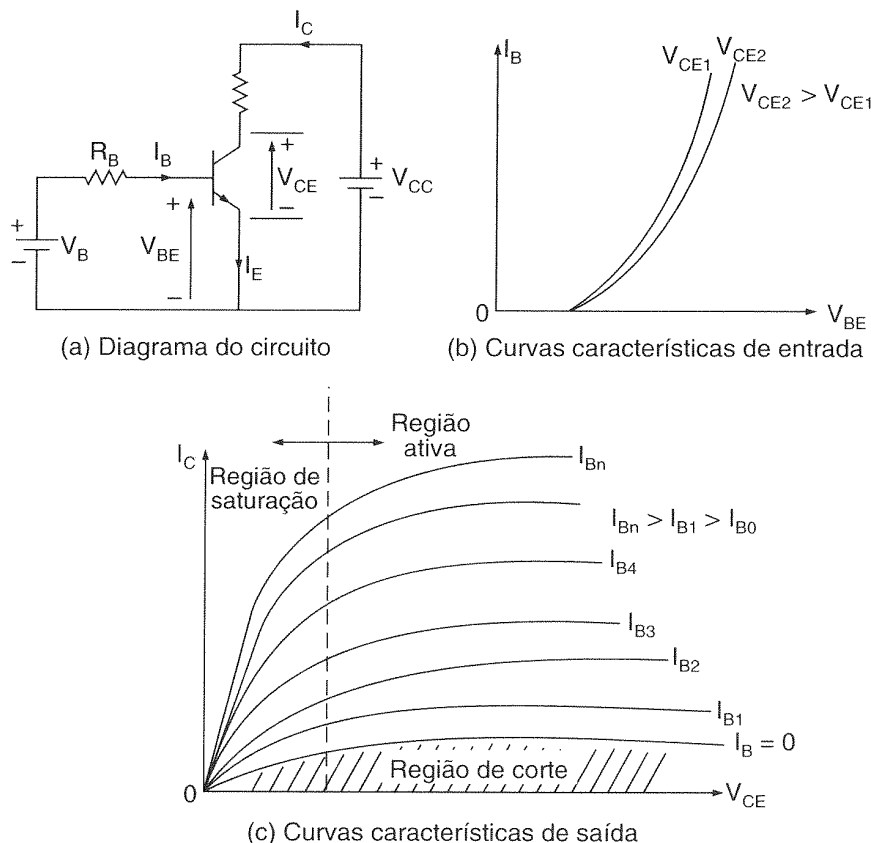
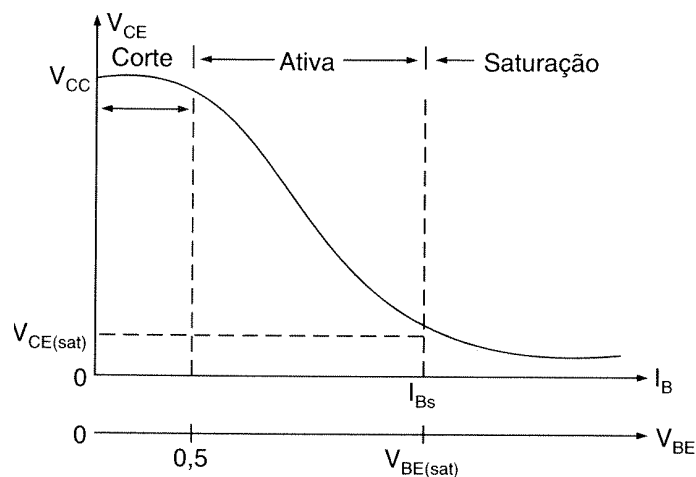



Figura 8.3

Curvas características de transistores *NPN*.

Figura 8.4

Curva característica de transferência.

O modelo de um transistor *NPN* é mostrado na Figura 8.5 sob operação com um sinal CC grande. A equação que relaciona as correntes é

$$I_E = I_C + I_B \tag{8.1}$$

A corrente de base é efetivamente a corrente de entrada e uma, a corrente de coletor, a corrente de saída. A relação da corrente de coletor I_C, para a corrente de base I_B, é conhecida como o *ganho de corrente*, β:

$$\beta = h_{FE} = \frac{I_c}{I_B} \tag{8.2}$$

A corrente de coletor tem duas componentes: uma, devido à corrente de base e outra, à corrente de fuga da junção CB:

$$I_C = \beta I_B + I_{CEO} \tag{8.3}$$

onde I_{CEO} é a corrente de fuga de coletor para emissor com a base aberta, que pode ser considerada desprezível se comparada com βI_B.

A partir das Eqs. (8.1) e (8.3),

$$I_E = I_B(1 + \beta) + I_{CEO} \tag{8.4}$$

$$\approx I_B(1 + \beta) \tag{8.4a}$$

$$I_E \approx I_C\left(1 + \frac{1}{\beta}\right) = I_C \frac{\beta + 1}{\beta} \tag{8.5}$$

A corrente de coletor pode ser expressa como

$$I_C \approx \alpha I_E \tag{8.6}$$

onde a constante α é relacionada a β por

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} \tag{8.7}$$

ou

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \tag{8.8}$$

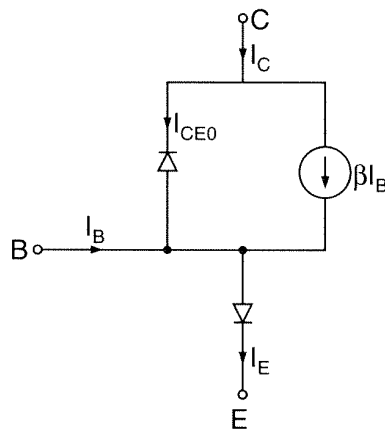



Figura 8.5

Modelo de transistores *NPN*.

Considerar o circuito da Figura 8.6, onde o transistor é operado como uma chave.

$$I_B = \frac{V_B - V_{BE}}{R_B} \tag{8.9}$$

$$V_C = V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = V_{CC} - \frac{\beta R_C}{R_B}(V_B - V_{BE}) \tag{8.10}$$

$$V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}$$

ou

$$V_{CB} = V_{CE} - V_{BE} \tag{8.11}$$

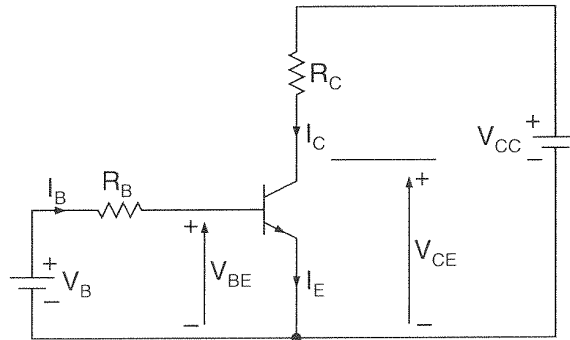
A Eq. (8.11) indica que, contanto que $V_{CE} \geq V_{BE}$, a junção CB estará reversamente polarizada e o transistor estará na região ativa. A corrente máxima de coletor na região ativa, que pode ser obtida fazendo-se $V_{CB} = 0$ e $V_{BE} = V_{CE}$, é

$$I_{CM} = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C} \tag{8.12}$$

e o valor correspondente da corrente de base é

$$I_{BM} = \frac{I_{CM}}{\beta} \tag{8.13}$$

Figura 8.6

Transistor como chave.

Se a corrente de base aumentar acima de I_{BM}, V_{BE} aumenta e a corrente de coletor aumenta com V_{CE} caindo abaixo de V_{BE}. Isso continuará até que a junção CB esteja diretamente polarizada com V_{CB} em aproximadamente 0,4 a 0,5 V. O transistor, então, vai para a saturação. A *saturação do transistor* pode ser definida como o ponto acima do qual qualquer aumento na corrente de base não ampliará a corrente de coletor significativamente.

Na saturação, a corrente de coletor permanece quase constante. Se a tensão de saturação de coletor-emissor for $V_{CE(sat)}$, a corrente de coletor será

$$I_{CS} = \frac{V_{CC} - V_{CE(\text{sat})}}{R_C} \tag{8.14}$$

e o valor correspondente da corrente de base será

$$I_{BS} = \frac{I_{CS}}{\beta} \tag{8.15}$$

Normalmente, o circuito é projetado de tal forma que I_B seja maior que I_{BS}. A relação de I_B para I_{BS} é chamada *fator de sobreexcitação* (do inglês *overdrive factor – ODF*):

$$\text{ODF} = \frac{I_B}{I_{BS}} \tag{8.16}$$

e a relação de I_{CS} para I_B é chamada β *forçado*, β_f, onde

$$\beta_f = \frac{I_{CS}}{I_B} \tag{8.17}$$

A perda de potência total nas duas junções é

$$P_T = V_{BE}I_B + V_{CE}I_C \tag{8.18}$$

Um valor elevado de fator de sobreexcitação não reduzirá a tensão de coletor-emissor significativamente. Entretanto, V_{BE} aumentará devido à maior corrente de base, resultando no aumento da perda de potência na junção BE.

Exemplo 8.1

O transistor bipolar da Figura 8.6 está especificado para ter β na faixa de 8 a 40. A resistência de carga é $R_C = 11\ \Omega$. A tensão de alimentação CC é $V_{CC} = 200$ V e a tensão de entrada para o circuito de base é $V_B = 10$ V. Se $V_{CE(\text{sat})} = 1{,}0$ V e $V_{BE(\text{sat})} = 1{,}5$ V, encontre (a) o valor de R_B que resulte na saturação com um fator de sobreexcitação de 5, (b) o β forçado e (c) a perda de potência P_T no transistor.

Solução: $V_{CC} = 200$ V, $\beta_{\text{mín}} = 8$, $\beta_{\text{máx}} = 40$, $R_C = 11\ \Omega$, ODF = 5, $V_B = 10$ V, $V_{CE(\text{sat})} = 1{,}0$ V e $V_{BE(\text{sat})} = 1{,}5$ V. A partir da Eq. (8.14), $I_{CS} = (200 - 1{,}0)/11 = 18{,}1$ A. A partir da Eq. (8.15), $I_{BS} = 18{,}1/\beta_{\text{mín}} = 18{,}1/8 = 2{,}2625$ A. A Eq. (8.16) dá a corrente de base para um fator de sobreexcitação de 5,

$$I_B = 5 \times 2{,}2625 = 11{,}3125\ \text{A}$$

(a) A Eq. (8.9) dá o valor necessário de R_B,

$$R_B = \frac{V_B - V_{BE(\text{sat})}}{I_B} = \frac{10 - 1{,}5}{11{,}3125} = 0{,}7514\,\Omega$$

(b) A partir da Eq. (8.17), $\beta_f = 18{,}1/11{,}3125 = 1{,}6$.

(c) A Eq. (8.18) dá a perda total de potência como

$$P_T = 1{,}5 \times 11{,}3125 + 1{,}0 \times 18{,}1 = 16{,}97 + 18{,}1 = 35{,}07\,\text{W}$$

Nota: Para um fator de sobreexcitação de 10, $I_B = 22{,}265$ A e a perda de potência será $P_T = 1{,}5 \times 22{,}265 + 18{,}1 = 51{,}5$ W. Uma vez que o transistor esteja saturado, a tensão coletor-emissor não será reduzida na relação do aumento da corrente de base. Entretanto, a perda aumenta a um valor elevado de fator de sobreexcitação, e o transistor pode ser danificado devido à agitação térmica. Por outro lado, se o transistor é subexcitado ($I_B < I_{CB}$), ele pode operar na região ativa e V_{CE} aumentará, resultando em aumento na perda de potência.

8.2.2 Curvas Características de Chaveamento

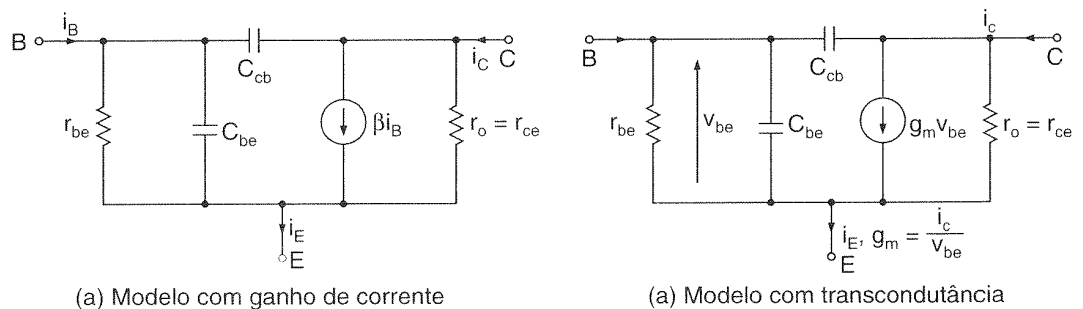
Uma junção *pn* diretamente polarizada exibe duas capacitâncias paralelas: uma capacitância da camada de depleção e uma capacitância de difusão. Por outro lado, uma junção *pn* reversamente polarizada tem apenas a capacitância de depleção. Sob condições de regime permanente, essas capacitâncias não têm qualquer importância. Entretanto, sob condições transitórias, elas influenciam o comportamento do transistor na entrada em condução e em corte.

O modelo de um transistor sob condições transitórias é mostrado na Figura 8.7, onde C_{cb} e C_{be} são as capacitâncias efetivas das junções CB e BE, respectivamente. A *transcondutância* g_m de um BJT é definida como a relação de ΔI_C para ΔV_{BE}. Essas capacitâncias são dependentes das tensões das junções e da construção física do transistor. C_{cb} afeta a capacitância de entrada significativamente devido ao efeito de multiplicação *Miller*; r_{ce} e r_{be} são as resistências do coletor para o emissor e da base para o emissor, respectivamente.

Figura 8.7

Modelo de um BJT em condição transitória.

(a) Modelo com ganho de corrente

(a) Modelo com transcondutância

Devido às capacitâncias internas, o transistor não entra em condução instantaneamente. A Figura 8.8 ilustra as formas de onda e os tempos de chaveamento. À medida que a tensão de entrada v_B cresce de zero a V_1 e a corrente de base cresce para I_{B1}, a corrente de coletor não responde imediatamente. Há um retardo, conhecido como *tempo de atraso* (do inglês *delay time* – t_d) antes de haver qualquer fluxo de corrente de coletor. O retardo é necessário para carregar a capacitância do BJT com a tensão de polarização direta V_{BE} (aproximadamente 0,7 V). Após esse retardo, a corrente de coletor cresce para seu valor de regime permanente de I_{CS}. O tempo de subida t_r depende da constante de tempo determinada pela capacitância da junção BE.

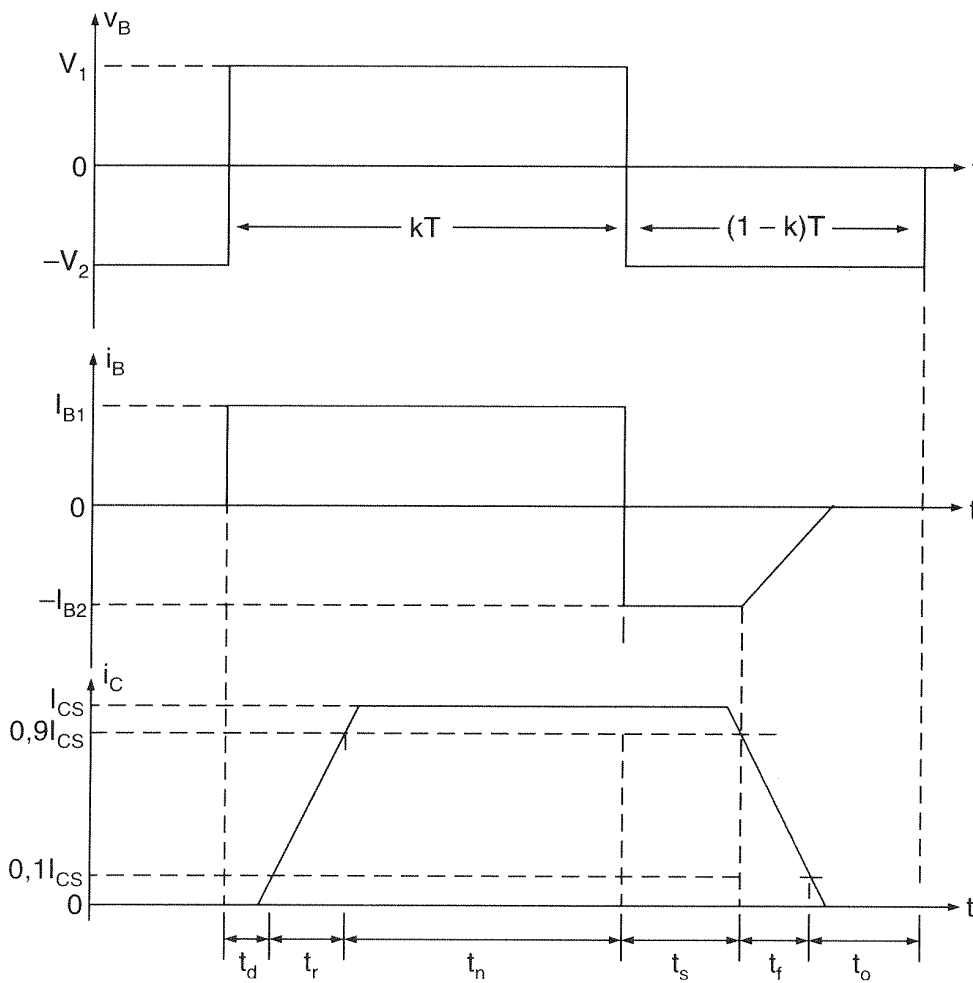



Figura 8.8

Tempos de chaveamento de transistores bipolares.

A corrente de base é normalmente maior que a necessária para saturar o transistor. Como resultado, o excesso de carga de portadores minoritários é armazenado na região de base. Quanto maior o fator de sobreexcitação ODF, maior é a quantidade de carga extra armazenada na base. Essa carga extra, chamada de *carga de saturação*, é proporcional ao excesso de excitação de base, e a corrente correspondente I_e é

$$I_e = I_B - \frac{I_{CS}}{\beta} = \text{ODF} \cdot I_{BS} - I_{BS} = I_{BS}(\text{ODF} - 1) \tag{8.19}$$

e a carga de saturação é dada por

$$Q_s = \tau_s I_e = \tau_s I_{BS}(\text{ODF} - 1) \tag{8.20}$$

em que τ_s é conhecido como a *constante de tempo de armazenamento* do transistor.

Quando a tensão de entrada é invertida de V_1 para $-V_2$ e a corrente de base também é mudada para $-I_{B2}$, a corrente de coletor não muda (permanece a mesma) por um tempo chamado *tempo de armazenamento* t_s (do inglês *storage time*). t_s é necessário para remover a carga de saturação da base. Como v_{BE} ainda é positivo com apenas 0,7 V aproximadamente, a corrente de base inverte seu sentido devido à mudança na polaridade de v_B de V_1 para $-V_2$. A corrente reversa $-I_{B2}$ ajuda a descarregar a base e a remover a carga extra desta. Sem $-I_{B2}$, a carga de saturação teria de ser inteiramente removida por recombinação e o tempo de armazenamento seria maior.

Uma vez que a carga extra seja removida, a capacitância da junção BE se carrega até a tensão de entrada $-V_2$ e a corrente de base cai a zero. O tempo de descida t_f depende da constante de tempo, que é determinada pela capacitância da junção BE reversamente polarizada.

A Figura 8.9a mostra a carga extra armazenada na base de um transistor saturado. Durante o desligamento, essa carga extra é removida primeiro no tempo t_s e o perfil da carga é mudado de *a* para *c*, como mostrado na Figura 8.9b. Durante o tempo de descida, o perfil da carga diminui de *c* para *d*, até que todas as cargas sejam removidas.

O tempo de entrada em condução t_{on} é a soma do tempo de atraso t_d e do tempo de subida t_r:

$$t_{\text{on}} = t_d + t_r$$

e o tempo de desligamento t_{off} é a soma do tempo de armazenamento t_s e do tempo de descida t_f :

$$t_{\text{off}} = t_s + t_f$$

Exemplo 8.2

As formas de onda do transistor operando como chave da Figura 8.6 são mostradas na Figura 8.10. Os parâmetros são $V_{CC} = 250$ V, $V_{BE}(\text{sat}) = 3V$, $I_B = 8$ A, $V_{CE(\text{sat})} = 2$ V, $ICE = 100$ A, $t_d = 0{,}5$ µs, $t_r = 1$ µs, $t_s = 5$ µs, $t_f = 3$ µs e $f_s = 10$ kHz. O ciclo de trabalho é $k = 50\%$. A corrente de fuga de coletor para emissor é $I_{CEO} = 3$ mA. Determinar a perda de potência devido à corrente de coletor (a) durante a entrada em condução $t_{\text{on}} = t_d + t_r$, (b) durante o período de condução t_n, (c) durante o tempo de desligamento $t_{\text{off}} = t_s + t_f$, (d) durante o tempo de bloqueio t_o e (e) a perda média de potência total P_T. (f) Plotar a potência instantânea devido à corrente de coletor, $P_c(t)$.

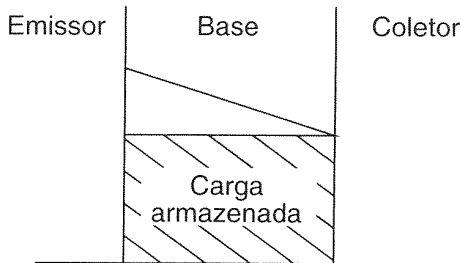
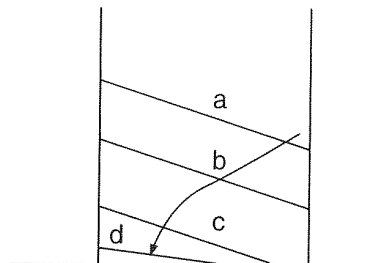
Solução: $T = 1/f_s = 100$ µs, $k = 0{,}5$, $kT = t_d + t_r + t_n = 50$ µs, $t_n = 50 - 0{,}5 - 1 = 48{,}5$ µs, $(1 - k)T = t_s + t_f + t_o = 50$ µs e $t_o = 50 - 5 - 3 = 42$ µs.

(a) Carga armazenada na base

(b) Perfil da carga durante o desligamento

Figura 8.9

Armazenamento de carga em transistores bipolares saturados.

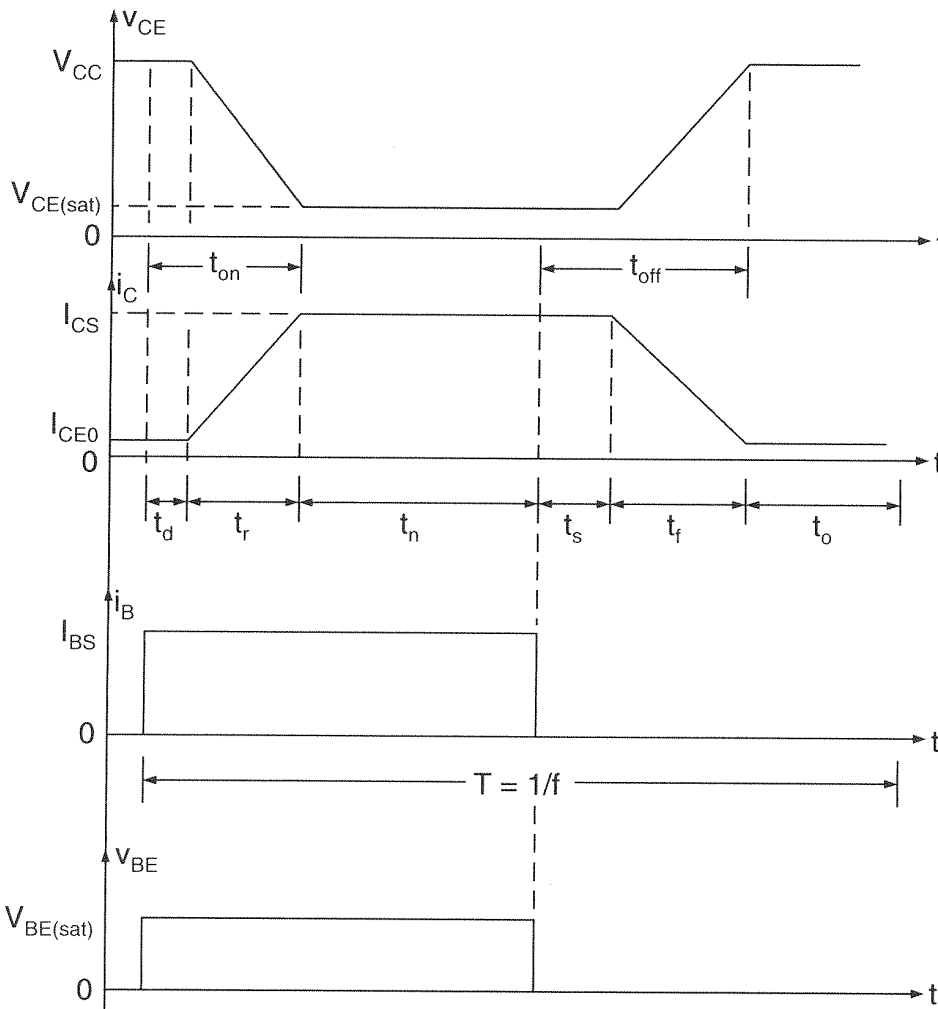



Figura 8.10

Formas de onda da chave sob condição transitória.

(a) Durante o tempo de atraso, $0 \leq t \leq t_d$:

$$i_c(t) = I_{CEO}$$

$$v_{CE}(t) = V_{CC}$$

A potência instantânea devido à corrente de coletor é

$$P_c(t) = i_c v_{CE} = I_{CEO} V_{CC}$$
$$= 3 \times 10^{-3} \times 250 = 0{,}75 \text{ W}$$

A perda média de potência durante o tempo de atraso é

$$P_d = \frac{1}{T} \int_0^{t_d} P_c(t)\, dt = I_{CEO} V_{CC} t_d f_s$$
$$= 3 \times 10^{-3} \times 250 \times 0{,}5 \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3 = 3{,}75 \text{ mW} \tag{8.21}$$

Durante o tempo de subida, $0 \leq t \leq t_r$ é

$$i_c(t) = \frac{I_{CS}}{t_r}\, t$$

$$v_{CE}(t) = V_{CC} + (V_{CE(\text{sat})} - V_{CC})\, \frac{t}{t_r}$$

$$P_c(t) = i_c V_{CE} = I_{CS}\, \frac{t}{t_r} \left[V_{CC} + (V_{CE(\text{sat})} - V_{CC})\, \frac{t}{t_r} \right] \tag{8.22}$$

A potência $P_c(t)$ será máxima, então $t = t_m$, onde

$$t_m = \frac{t_r V_{CC}}{2[V_{CC} - V_{CE(\text{sat})}]}$$
$$= 1 \times \frac{250}{2(250 - 2)} = 0{,}504\ \mu\text{s} \tag{8.23}$$

e a Eq. (8.22) dá a potência máxima como

$$P_p = \frac{V_{CC}^2\ CC I_{CS}}{4[V_{CC} - V_{CE(\text{sat})}]}$$
$$= 250^2 \times \frac{100}{4(250 - 2)} = 6300 \text{ W} \tag{8.24}$$

$$P_r = \frac{1}{T}\int_0^{t_r} P_c(t)\,dt = f_s I_{CS} t_r \left[\frac{V_{CC}}{2} + \frac{V_{CE(\text{sat})} - V_{CC}}{3}\right]$$

$$= 10 \times 10^3 \times 100 \times 1 \times 10^{-6}\left[\frac{250}{2} + \frac{2-250}{3}\right] = 42{,}33\ \text{W} \tag{8.25}$$

A perda de potência total durante a entrada em condução é

$$P_{\text{on}} = P_d + P_r$$

$$= 0{,}00375 + 42{,}33 = 42{,}33\ \text{W} \tag{8.26}$$

(b) O período de condução, $0 \leq t \leq t_n$, é

$$i_c(t) = I_{CS}$$

$$v_{CE}(t) = V_{CE(\text{sat})}$$

$$P_c(t) = i_c v_{CE} = V_{CE(\text{sat})} I_{CS}$$

$$= 2 \times 100 = 200\ \text{W} \tag{8.27}$$

$$P_n = \frac{1}{T}\int_0^{t_n} P_c(t)\,dt = V_{CE(\text{sat})} I_{CS} t_n f_s$$

$$= 2 \times 100 \times 48{,}5\ 10^{-6} \times 10 \times 10^3 = 97\ \text{W}$$

(c) O período de armazenamento, $0 \leq t \leq t_s$, é

$$i_c(t\ ) = I_{CS}$$

$$v_{CE}(t\ ) = V_{CE(\text{sat})}$$

$$P_c(t\ ) = i_c V_{CE} = V_{CE(\text{sat})} I_{CS}$$

$$= 2 \times 100 = 200\ \text{W} \tag{8.28}$$

$$P_s = \frac{1}{T}\int_0^{t_s} P_c(t)\,dt = V_{CE(\text{sat})} I_{CS} t_s f_s$$

$$= 2 \times 100 \times 5\ 10^{-6} \times 10 \times 10^3 = 10\ \text{W}$$

O tempo de descida, $0 \leq t \leq t_f$:

$$i_c(t) = I_{CS}\left(1 - \frac{t}{t_r}\right), \text{ desprezando } I_{CEO}$$

$$v_{CE}(t) = \frac{V_{CC}}{t_f}\,t, \text{ desprezando } I_{CEO}$$

$$P_c(t) = i_c v_{CE} = V_{CC} I_{CS}\left[\left(1 - \frac{t}{t_f}\right)\frac{t}{t_f}\right] \tag{8.29}$$

Essa perda de potência durante o tempo de descida será máxima quando $t = t_f/2 = 1{,}5\ \mu s$, e a Eq. (8.29) dá a potência máxima,

$$P_m = \frac{V_{CC} I_{CS}}{4}$$

$$= 250 \times \frac{100}{4} = 6250\ \text{W} \tag{8.30}$$

$$P_f = \frac{1}{T}\int_0^{t_f} P_c(t)\,dt = \frac{V_{CC} I_{CS} t_f f_s}{6}$$

$$= \frac{250 \times 100 \times 3 \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3}{6} = 125\ \text{W} \tag{8.31}$$

A perda de potência durante o desligamento é

$$P_{\text{off}} = P_s + P_f = V_{CC} I_{CS} f_s\left(t_s + \frac{t_f}{6}\right)$$

$$= 10 \times 125 = 135\ \text{W} \tag{8.32}$$

(d) O período de bloqueio, $0 \leq t \leq t_o$:

$$i_c(t) = I_{CEO}$$

$$v_{CE}(t) = V_{CC}$$

$$P_c(t) = i_c v_{CE} = I_{CEO} V_{CC}$$

$$= 3 \times 10^{-3} \times 250 = 0{,}75\ \text{W} \tag{8.33}$$

$$P_0 = \frac{1}{T}\int_0^{t_o} P_c(t)\,dt = I_{CEO} V_{CC} t_o f_s$$

$$= 3 \times 10^{-3} \times 250 \times 42 \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3 = 0{,}315\ \text{W}$$

(e) A perda de potência total no transistor devido à corrente de coletor é

$$P_T = P_{on} + P_n + P_{off} + P_0$$

$$= 42{,}33 + 97 + 135 + 0{,}315 = 274{,}65\,\text{W} \tag{8.34}$$

(f) A plotagem da potência instantânea é mostrada na Figura 8.11.

Exemplo 8.3

Para os parâmetros do Exemplo 8.2, calcular a perda média de potência devido à corrente de base.

Solução: $V_{BE(sat)} = 3V$, $I_B = 8$ A, $T = 1/f_s = 100$ µs, $k = 0{,}5$, $kT = 50$ µs, $t_d = 0{,}5$ µs, $t_r = 1$ µs, $t_n = 50 - 1{,}5 = 48{,}5$ µs, $t_s = 5$ µs, $t_f = 3$ µs, $t_{on} = t_d + t_r = 1{,}5$ µs e $t_{off} = t_s + t_f = 5 + 3 = 8$ µs.

Durante o período, $0 \leq t \leq (t_{on} + t_n)$:

$$i_b(t) = I_{BS}$$

$$V_{BE}(t) = v_{VE_{BE(sat)}}$$

A potência instantânea devido à corrente de base é

$$P_b(t) = i_b v_{BE} = I_{BS} V_{BS(sat)}$$

$$= 8 \times 3 = 24\,\text{W}$$

Durante o período, $0 \leq t \leq t_o = (T - t_{on} - t_n - t_s - t_f)$: $P_b(t) = 0$. A perda média de potência é

$$P_B = I_{BS} V_{BE(sat)} (t_{on} + t_n + t_s) f_s$$

$$= 8 \times 3 \times (1{,}5 + 48{,}5 + 5) \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3 = 13{,}2\,\text{W} \tag{8.35}$$

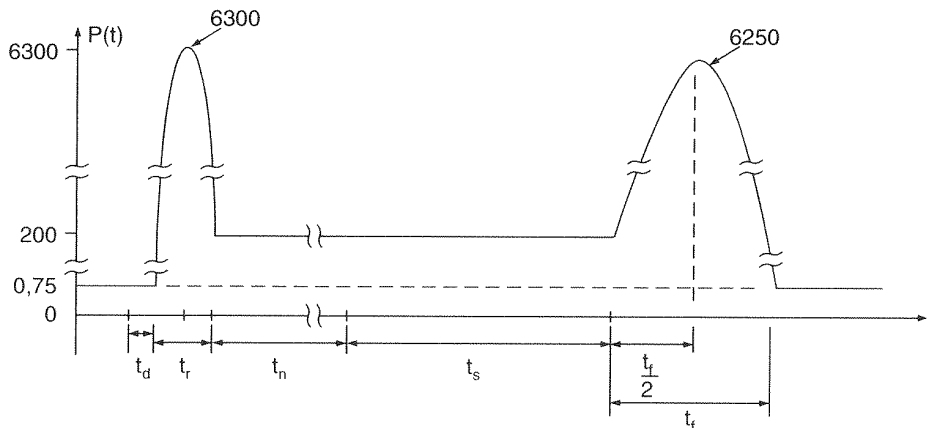



Figura 8.11

Plotagem da potência instantânea para o Exemplo 8.2.

8.2.3 Limites do Chaveamento

Segunda ruptura (do inglês *second breakdown – SB*). A ruptura secundária (SB), que é um fenômeno destrutivo, resulta do fluxo de corrente em uma pequena porção da base, produzindo pontos quentes (do inglês *hot spots*) localizados. Se a energia nesses pontos quentes for suficiente, o aquecimento excessivo localizado poderá danificar o transistor. Assim, a ruptura secundária é causada por uma agitação térmica localizada, resultante de altas concentrações de corrente. A concentração de corrente pode ser causada por defeitos na estrutura do transistor. A SB ocorre em certas combinações de tensão, corrente e tempo. Como o tempo está envolvido, a ruptura secundária é basicamente um fenômeno dependente da energia.

Área de operação segura em polarização direta (do inglês *forward- biased safe operating area – FBSOA*). Durante as condições de entrada em condução e condução, a temperatura média da junção e a ruptura secundária limitam a capacidade de potência de um transistor. Os fabricantes normalmente fornecem as curvas da FBSOA sob as condições de teste especificadas. A FBSOA indica os limites i_c–V_{CE} do transistor; e para operação confiável o transistor não deve ser submetido a uma dissipação de potência maior que aquela mostrada na curva FBSOA.

Área de operação segura em polarização reversa (do inglês *reverse- biased safe operating area – RBSOA*). Durante o desligamento, uma corrente e uma tensão elevadas têm de ser suportadas pelo transistor, na maioria dos casos com a junção base-emissor reversamente polarizada. A tensão coletor-emissor tem de ser mantida a um nível seguro igual ou abaixo de um valor especificado de corrente de coletor. Os fabricantes fornecem os limites I_C–V_{CE} durante o desligamento em polarização reversa como a área de operação segura em polarização reversa (RBSOA).

Diminuição da capacidade de potência (do inglês *power derating*). O circuito equivalente térmico é mostrado na Figura 8.12. Se a perda média total de potência for P_T, a temperatura do encapsulamento será

$$T_C = T_J - P_T R_{JC}$$

A temperatura do dissipador será

$$T_S = T_C - P_T R_{CS}$$

A temperatura ambiente será

$$T_A = T_S - P_T R_{SA}$$

e

$$T_J - T_A = P_T(R_{JC} + R_{CS} + R_{SA}) \tag{8.36}$$

onde R_{JC} = resistência térmica da junção para o encapsulamento, °C/W;

R_{CS} = resistência térmica do encapsulamento para o dissipador, °C/W;

R_{SA} = resistência térmica do dissipador para o ambiente, °C/W.

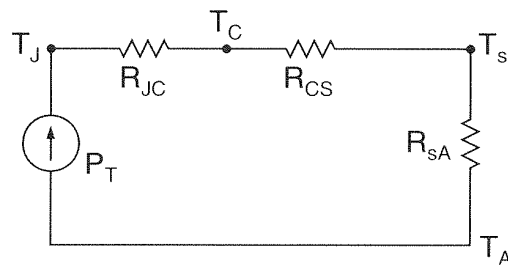



Figura 8.12

Circuito equivalente térmico de um transistor.

A máxima dissipação de potência P_T normalmente é especificada a T_C = 25°C. Se a temperatura ambiente aumentar para $T_A = T_{J(\text{máx})}$ = 150°C, o transistor poderá dissipar potência zero. Por outro lado, se a temperatura da junção for T_C = 0°C, o dispositivo pode dissipar potência máxima, e isso não é prático. Portanto, a temperatura ambiente e as resistências térmicas têm de ser consideradas quando da interpretação das especificações dos dispositivos. Os fabricantes mostram as curvas de diminuição da capacidade dos dispositivos para as características térmica e de ruptura secundária.

Tensões de ruptura (do inglês *breakdown voltages*). Uma *tensão de ruptura* é definida como a tensão máxima absoluta entre dois terminais com o terceiro terminal aberto, em curto-circuito ou polarizado direta ou reversamente. Na ruptura, a tensão permanece relativamente constante, enquanto a corrente cresce com rapidez. As tensões de ruptura a seguir são estabelecidas pelos fabricantes:

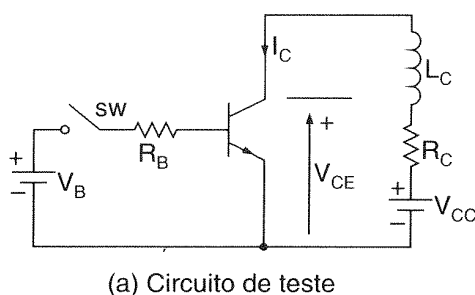
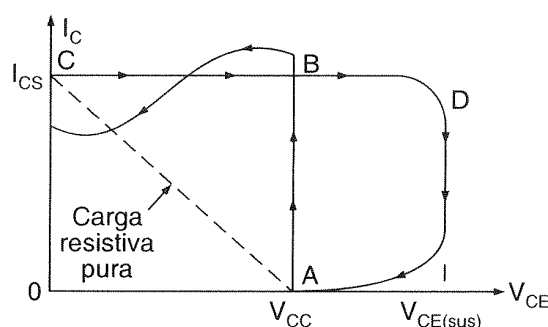
V_{BEO}: a máxima tensão entre os terminais de base e o emissor com o terminal do coletor aberto.

V_{CEV} ou V_{CEX}: a máxima tensão entre os terminais de coletor e o emissor a uma tensão negativa especificada, aplicada entre a base e o emissor.

$V_{CEO(SUS)}$: a máxima tensão suportada entre os terminais de coletor e o emissor com a base aberta (essa especificação é feita na máxima corrente e tensão de coletor, aparecendo simultaneamente sobre o dispositivo com um valor especificado de indutância da carga).

Considerar o circuito da Figura 8.13a. Quando a chave CH é fechada, a corrente de coletor aumenta e após um transiente, a corrente de coletor de regime permanente é $I_{CS} = (V_{CC} - V_{CE(sat)})/R_C$. Para uma carga indutiva, a linha de carga seria o caminho *ABC*, mostrado na Figura 8.13b. Se a chave for aberta para remover a corrente de base, a corrente de coletor começará a cair e uma tensão de $L(di/dt)$ será induzida sobre o indutor para se opor à redução de corrente. O transistor será submetido a uma tensão transitória. Se a tensão atingir o nível daquela suportada, a tensão de coletor permanecerá aproximadamente constante e a corrente de coletor cairá. Após um pequeno tempo, o transistor estará desligado, e a linha de carga do desligamento é mostrada na Figura 8.13b, pelo caminho *CDA*.

Figura 8.13

Linhas de carga de entrada em condução e desligamento.

(a) Circuito de teste

(b) Linhas de carga

Exemplo 8.4

A temperatura máxima da junção de um transistor é $T_J = 150°C$ e a temperatura ambiente é $T_A = 25°C$. Se as impedâncias térmicas são $R_{JC} = 0{,}4°C/W$, $R_{CS} = 0{,}1°C/W$ e $R_{SA} = 0{,}5°C/W$, calcular (a) a máxima dissipação de potência, (b) a temperatura do encapsulamento.

Solução: (a) $T_J - T_A = P_T(R_{JC} + R_{CS} + R_{SA}) = P_T R_{JA}$, $R_{JA} = 0{,}4 + 0{,}1 + 0{,}5 = 1{,}0$ e $150 - 25 = 1{,}0 P_T$, que dá a máxima dissipação de potência como $P_T = 125$ W.

(b) $T_C = T_J - P_T R_{JC} = 150 - 125 \times 0{,}4 = 100°C$.

8.2.4 Controle da Excitação da Base

A velocidade de chaveamento pode ser aumentada reduzindo-se os tempos de entrada em condução t_{on} e desligamento t_{off}. O t_{on} pode ser reduzido aumentando-se a corrente de base durante a entrada em condução, resultando em um pequeno β forçado (β_F) no

início. Após a entrada em condução, o β_F pode ser aumentado a um valor suficientemente elevado para manter o transistor na região de quase saturação. O t_{off} pode ser reduzido invertendo-se a corrente de base, fazendo com que esta atinja um valor de pico durante o desligamento. Aumentando o valor da corrente reversa de base I_{B2}, diminui-se o tempo de armazenamento. Uma forma de onda típica para a corrente de base é mostrada na Figura 8.14.

Diferente de uma forma fixa da corrente de base, como mostrado na Figura 8.14, o β forçado pode ser continuamente controlado para se adequar às variações da corrente de coletor. As técnicas comumente utilizadas para a otimização da excitação de base de um transistor são:

1. controle da entrada em condução;
2. controle do desligamento;
3. controle proporcional da base;
4. controle anti-saturação.

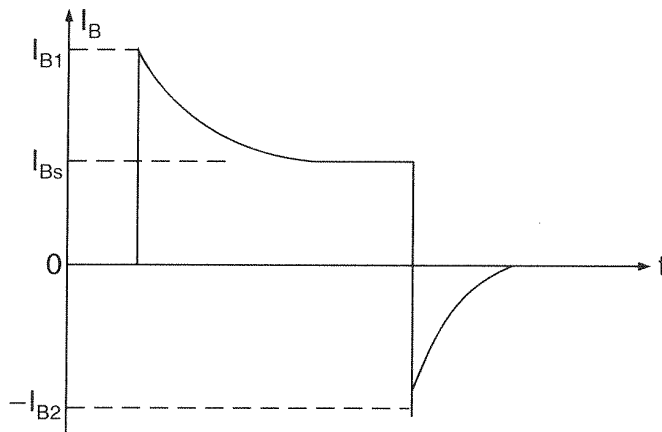



Figura 8.14

Forma de onda da corrente de excitação da base.

Controle da entrada em condução. A elevação da corrente de base pode ser fornecida pelo circuito da Figura 8.15. Quando a tensão de entrada é aplicada, a corrente de base é limitada pelo resistor R_1 e o valor inicial da corrente de base é

$$I_{B0} = \frac{V_1 - V_{BF}}{R_1} \tag{8.37}$$

e o valor final da corrente de base é

$$I_{B1} = \frac{V_1 - V_{BE}}{R_1 + R_2} \tag{8.38}$$

O capacitor C_1 carrega-se até um valor final de

$$V_c \cong V_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{8.39}$$

A constante de tempo de carga do capacitor é de aproximadamente

$$\tau_1 = \frac{R_1 R_2 C_1}{R_1 + R_2} \tag{8.40}$$

Uma vez que a tensão de entrada v_B torna-se zero, a junção base-emissor é reversamente polarizada e C_1 se descarrega através de R_2. A constante de tempo de descarga é $\tau_2 = R_2 C_1$. Para permitir tempos suficientes de carga e descarga, a largura do pulso na base tem de ser $t_1 \geq 5\tau_1$ e o período de desligamento do pulso tem de ser $t_2 \geq 5\tau_2$. A freqüência máxima de chaveamento é $f_s = 1/T = 1 / (t_1 + t_2) = 0{,}2/(\tau_1 + \tau_2)$.

Controle do desligamento. Se a tensão de entrada na Figura 8.15 mudar para $-V_2$ durante o desligamento, a tensão do capacitor na Eq. (8.39), V_c, é somada a V_2 como uma tensão inversa sobre o transistor. Haverá elevação da corrente de base durante o desligamento. À medida que o capacitor C_1 se descarregar, a tensão inversa será reduzida para um valor de regime permanente, V_2. Se forem necessárias características de entrada em condução e em bloqueio diferentes, um circuito de desligamento (usando C_2, R_3 e R_4), como mostrado na Figura 8.16, pode ser adicionado. O diodo D_1 isola o circuito de excitação de base em polarização direta do circuito de excitação de base em polarização reversa durante o desligamento.

Figura 8.15

Elevação da corrente de base durante a entrada em condução.

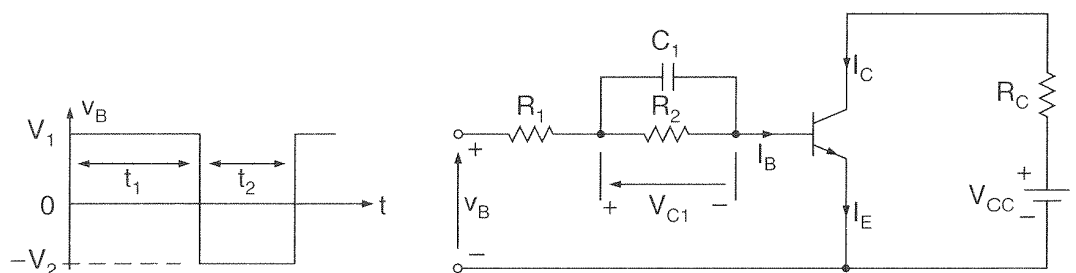
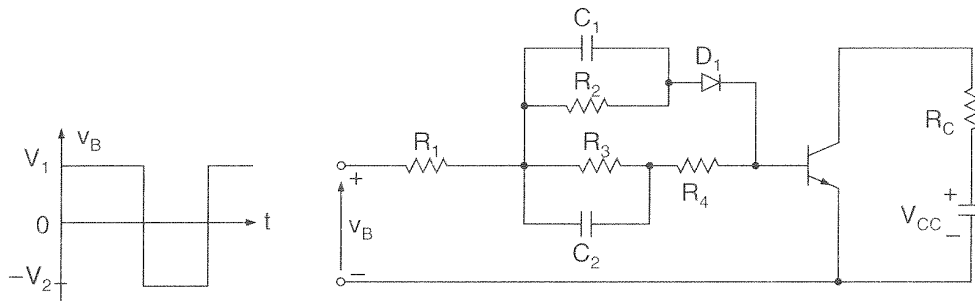



Figura 8.16

Elevação da corrente de base durante a entrada em condução e bloqueio.

Controle proporcional da base. Esse tipo de controle tem vantagens sobre o circuito de excitação constante. Se a corrente de coletor mudar devido a uma variação na demanda da carga, a corrente de excitação da base é variada na proporção da corrente de coletor. Um arranjo é mostrado na Figura 8.17. Quando a chave CH_1 é ligada, um pulso de corrente de curta duração flui através da base do transistor Q_1; e Q_1 é colocado em saturação. Uma vez que a corrente de coletor começa a fluir, uma corrente de base correspondente é induzida devido à ação do transformador. O transistor se manteria em condução e CH_1 poderia ser desligada. A relação de espiras é $N_2/N_1 = I_C/I_B = \beta$. Para que haja operação adequada do circuito, a corrente de magnetização, que tem de ser muito menor que a corrente de coletor, deve ser a menor possível. A chave CH_1 pode ser implementada através de um pequeno transistor de sinal, tendo um circuito adicional para descarregar C_1 e descarregar o núcleo do transformador, caso seja necessário, durante o desligamento do transistor de potência.

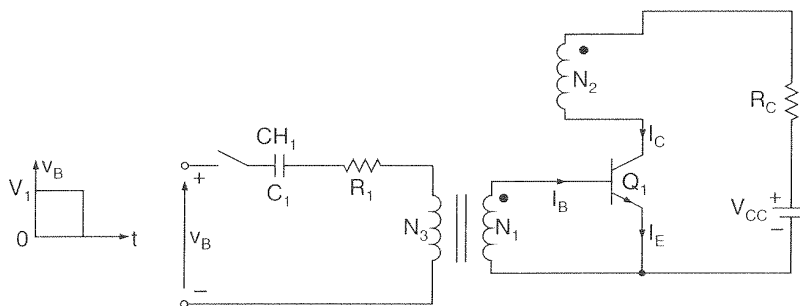



Figura 8.17

Circuito de excitação proporcional da base.

Controle anti-saturação. Se o transistor for fortemente excitado, o tempo de armazenamento, que é proporcional à corrente de base, aumentará e a velocidade de chaveamento será reduzida. O tempo de armazenamento pode ser reduzido através da operação do transistor em saturação leve, em vez de saturação forte. Isso pode ser alcançado limitando-se (grampeando-se) a tensão coletor-emissor em um nível predeterminado, com a corrente de coletor sendo dada por

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{cm}}{R_C} \tag{8.41}$$

onde V_{cm} é a tensão de grampeamento e $V_{cm} > V_{CE(\text{sat})}$. Um circuito com ação de grampeamento (conhecido em inglês como *Baker's clamp*) é mostrado na Figura 8.18.

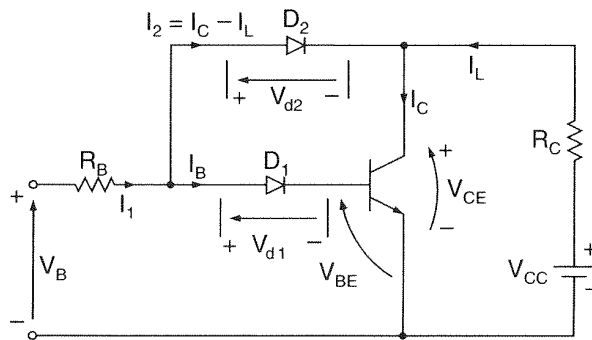
A corrente de base sem grampeamento, adequada para excitar fortemente o transistor, pode ser encontrada a partir de

$$I_B = I_1 = \frac{V_B - V_{d1} - V_{BE}}{R_B} \tag{8.42}$$

e a corrente de coletor correspondente é

$$I_C = \beta I_B \tag{8.43}$$

Figura 8.18

Circuito de grampeamento do coletor.

Após a corrente de coletor aumentar, o transistor é ligado e o grampeamento acontece (devido ao fato de D_2 ficar diretamente polarizado e conduzir). Então

$$V_{CE} = V_{BE} + V_{d1} - V_{d2} \tag{8.44}$$

A corrente de carga é

$$I_L = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} = \frac{V_{CC} - V_{BE} - V_{d1} + V_{d2}}{R_C} \tag{8.45}$$

e a corrente de coletor com o grampeamento é

$$\begin{aligned} I_C &= \beta I_B = \beta(I_1 - I_C + I_L) \\ &= \frac{\beta}{1 + n}(I_1 + I_L) \end{aligned} \tag{8.46}$$

Para o grampeamento, $V_{d1} > V_{d2}$, e isso pode ser conseguido conectando-se dois ou mais diodos no lugar de D_1. A resistência de carga R_C deve satisfazer à condição

$$\beta I_B > I_L$$

A partir da Eq. (8.45),

$$\beta I_B R_C > (V_{CC} - V_{BE} - V_{d1} + V_{d2}) \tag{8.47}$$

A ação de grampeamento resulta em uma corrente de coletor reduzida e na quase eliminação do tempo de armazenamento. Ao mesmo tempo, é conseguida uma rápida entrada em condução. Entretanto, devido ao aumento de V_{CE}, a potência dissipada no transistor durante sua condução aumenta, enquanto a perda de potência no chaveamento diminui.

Exemplo 8.5

O circuito de excitação de base da Figura 8.18 tem V_{CC} = 100 V, R_C = 1,5 Ω, V_{d1} = 2,1 V, V_{d2} = 0,9 V, V_{BE} = 0,7 V, V_B = 15 V, R_B = 2,5 Ω e β = 16. Calcular (a) a corrente de coletor sem grampeamento, (b) a tensão de grampeamento de coletor-emissor V_{CE} e (c) a corrente de coletor com grampeamento.

Solução: (a) A partir da Eq. (8.42), $I_1 = (15 - 2{,}1 - 0{,}7)/2{,}5 = 4{,}88$ A. Sem grampeamento, $I_C = 16 \times 4{,}88 = 78{,}08$ A.

(b) A partir da Eq. (8.44), a tensão de grampeamento é

$$V_{CE} = 0{,}7 + 2{,}1 - 0{,}9 = 1{,}9 \text{ V}$$

(c) A partir da Eq. (8.45), $I_L = (100 - 1{,}9)/1{,}5 = 65{,}4$ A. A Equação (8.46) dá a corrente de coletor com grampeamento como:

$$I_C = 16 \times \frac{4{,}88 + 65{,}4}{16 + 1} = 66{,}15 \text{ A}$$

8.3 MOSFETs DE POTÊNCIA

Um transistor bipolar de junção (BJT) é um dispositivo controlado por corrente e requer corrente de base para que flua corrente no coletor. Como a corrente de coletor é dependente da de entrada (base), o ganho de corrente é altamente dependente da temperatura da junção.

Um MOSFET de potência é um dispositivo controlado por tensão e requer apenas uma pequena corrente de entrada. A velocidade de chaveamento é muito alta e os tempos de chaveamento são da ordem de nanossegundos. Os MOSFETs de potência estão encontrando aplicações crescentes em conversores de alta freqüência e baixa potência. Os MOSFETs não têm os problemas do fenômeno de ruptura secundária como os

BJTs. Entretanto, os MOSFETs têm os problemas de descarga eletrostática e necessitam de cuidados especiais no manuseio. Além disso, é relativamente difícil protegê-los sob condições de falta em curto-circuito.

Os MOSFETs são de dois tipos: MOSFETs de depleção e MOSFETs de enriquecimento. Um MOSFET do tipo depleção de canal n é formado por um substrato de silício do tipo p, como mostrado na Figura 8.19a, com dois silícios n^+ fortemente dopados para conexões de baixa resistência. A porta é isolada do canal através de uma fina camada de óxido. Os três terminais são chamados de *porta*[1], *dreno* e *fonte* (do inglês *gate*, *drain* e *source*, respectivamente). O substrato normalmente é conectado à fonte. A tensão de porta-fonte, V_{GS}, pode ser tanto positiva quanto negativa.

Se V_{GS} for negativa, alguns elétrons na área do canal n serão repelidos e uma região de depleção será criada abaixo da camada de óxido, resultando em um canal efetivo mais estreito e numa elevada resistência do dreno para a fonte, R_{DS}. Se V_{GS} for feito negativo o suficiente, o canal será completamente fechado, oferecendo um valor elevado de R_{DS}, e não haverá fluxo de corrente do dreno para a fonte, $I_{DS} = 0$. O valor de V_{GS}, quando isso acontece, é chamado tensão de *pinch-off*, V_p. Por outro lado, V_{GS} é feito positivo, o canal torna-se mais largo e I_{DS} aumenta devido à redução em R_{DS}. Em um MOSFET do tipo depleção de canal p, as polaridades de V_{GS}, I_{DS} e V_{GS} são invertidas.

Um MOSFET do tipo enriquecimento de canal n não tem canal físico, como mostrado na Figura 8.20. Se V_{GS} for positivo, uma tensão induzida atrairá os elétrons a partir do substrato p e os acumulará na superfície abaixo da camada de óxido. Se V_{GS} for maior que ou igual ao valor conhecido como *tensão de limiar* (do inglês *threshold voltage* – V_T), um número suficiente de elétrons será acumulado para formar um canal n virtual e a corrente fluirá do dreno para a fonte. As polaridades de V_{GS}, I_{DS} e V_{GS} são invertidas para um MOSFET do tipo enriquecimento de canal p. MOSFETs de potência de vários tamanhos são mostrados na Figura 8.21.

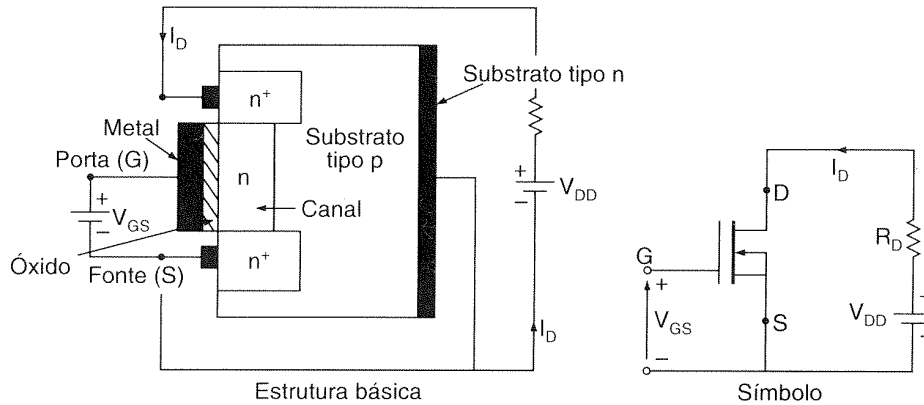
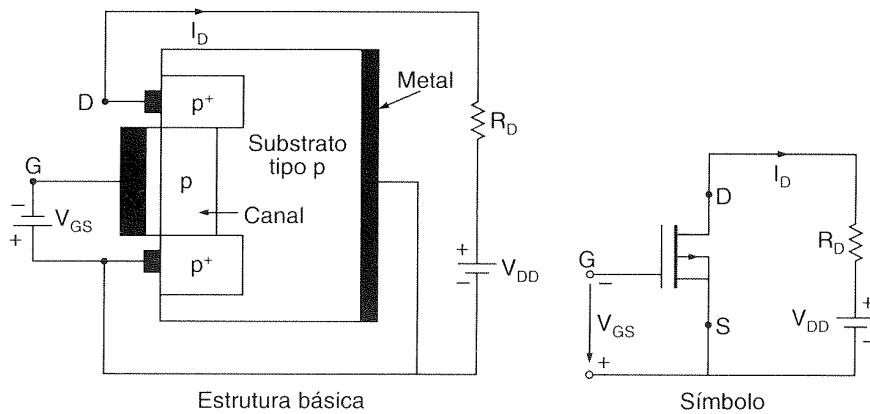
1 N. T.: Ambos os termos, *gate* e *porta*, são utilizados no Brasil.

(a) MOSFET de canal *n* do tipo depleção

(b) MOSFET de canal *p* do tipo depleção

Figura 8.19

MOSFETs do tipo depleção.

8.3.1 Curvas Características de Regime Permanente

Os MOSFETs são dispositivos controlados por tensão e têm uma impedância de entrada muito alta. O *gate* drena uma corrente de fuga muito pequena, da ordem de nanoampères. O ganho de corrente, que é a relação da corrente de dreno I_D, para a corrente de entrada I_G, é tipicamente da ordem de 10^9. Entretanto, o ganho de corrente não é um parâmetro importante. A *transcondutância*, que é a relação da corrente de dreno para a tensão de porta, define as características de transferência e é um parâmetro muito importante.

As características de transferência dos MOSFETs de canais *n* e *p* são mostradas na Figura 8.22. A Figura 8.23 mostra as curvas características de saída de um MOSFET de enriquecimento de canal *n*. Há três regiões de operação: (1) região de corte, onde $V_{GS} \leq V_T$; (2) região de *pinch-off* ou de saturação, onde $V_{DS} \geq V_{GS} - V_T$; e (3) região linear, onde $V_{DS} \leq V_{GS} - V_T$. O *pinch-off* ocorre em $V_{DS} = V_{GS} - V_T$. Na região linear, a corrente de dreno, I_D, varia na proporção para a tensão de dreno-fonte, V_{DS}. Devido à elevada corrente e baixa tensão de dreno, os MOSFETs de potência são operados na região linear para ações de chaveamento. Na região de saturação, a corrente de dreno

permanece quase constante para qualquer aumento no valor de V_{DS} e os transistores são usados nessa região para amplificação de tensão. Deve-se notar que a saturação tem um significado oposto daquele dos transistores bipolares.

Figura 8.20

MOSFETs do tipo enriquecimento.

(a) MOSFET de canal *n* do tipo enriquecimento

(b) MOSFET de canal *p* do tipo enriquecimento

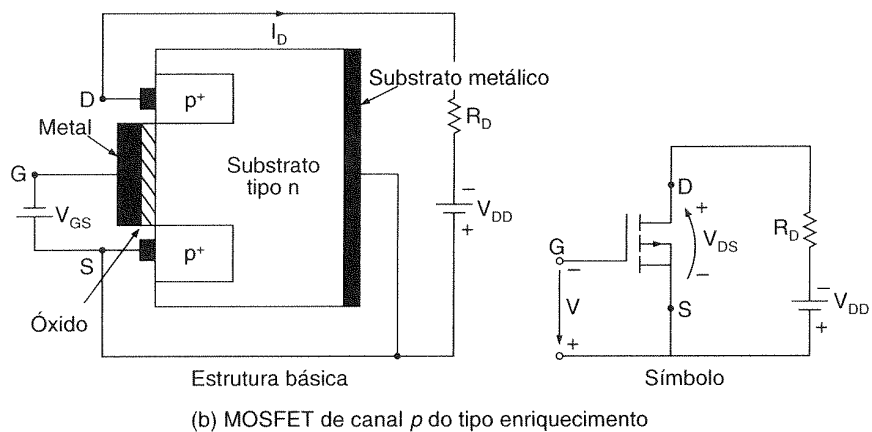
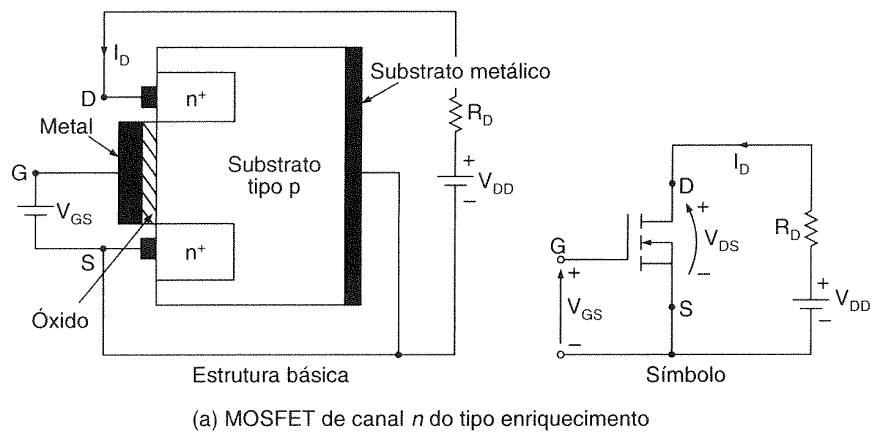



Figura 8.21

MOSFETs de potência (cortesia da International Rectifier).

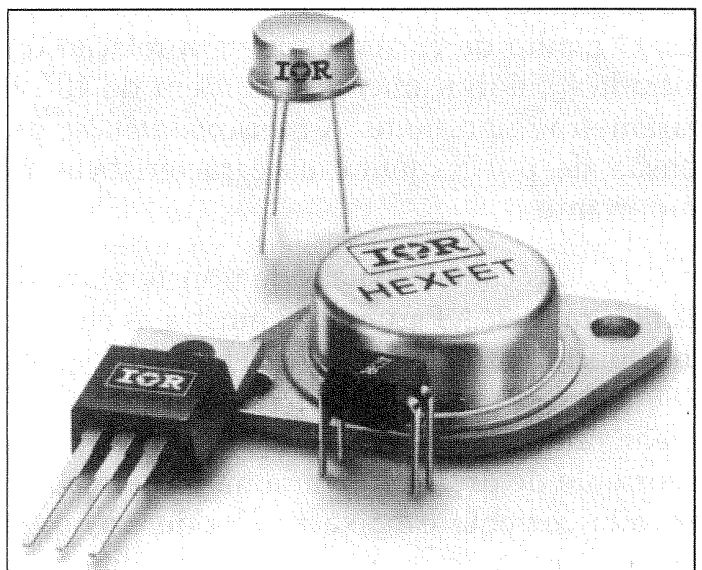
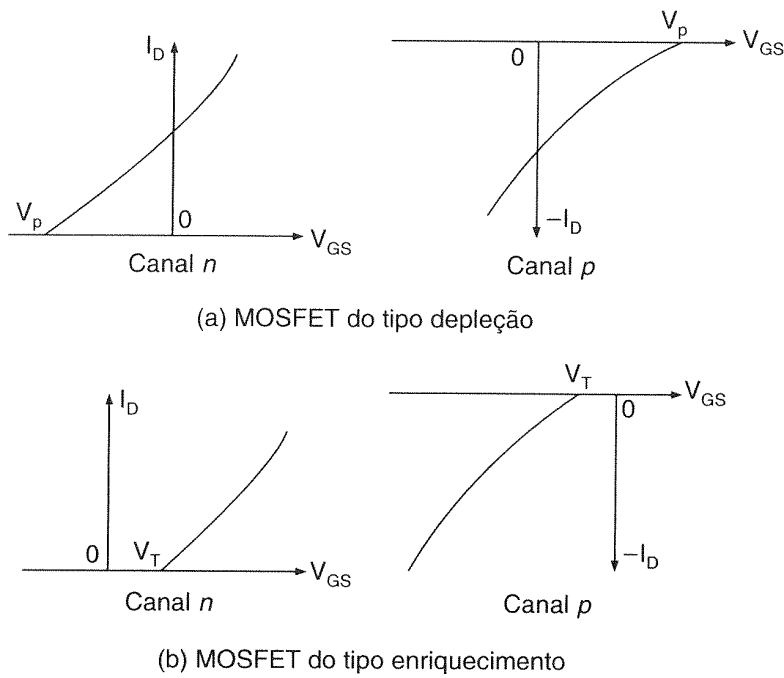



Figura 8.22

Características de transferência dos MOSFETs.

O modelo de regime permanente, o mesmo para ambos os tipos de MOSFETs, de depleção e de enriquecimento, é mostrado na Figura 8.24. A transcondutância g_m é definida como

$$g_m = \left. \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \right|_{V_{DS} = \text{constante}} \tag{8.48}$$

A resistência de saída, $r_o = R_{DS}$, que é definida como

$$R_{DS} = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D}, \tag{8.49}$$

é normalmente muito alta na região de *pinch-off*, tipicamente da ordem de megaohms, e muito pequena na região linear, tipicamente da ordem de miliohms.

Figura 8.23

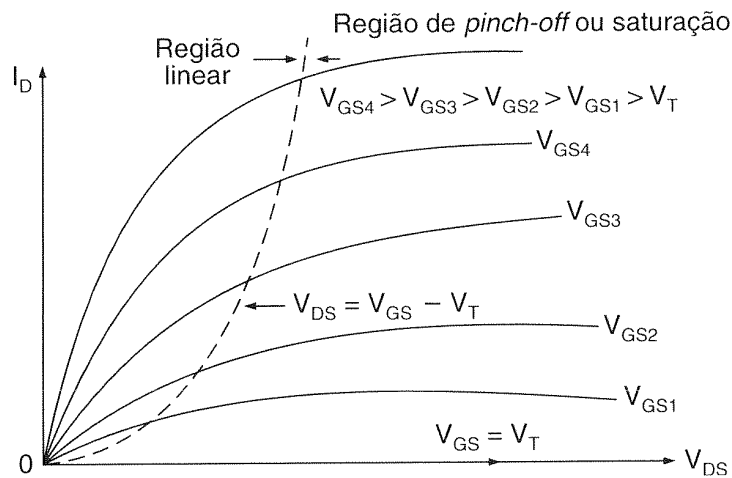
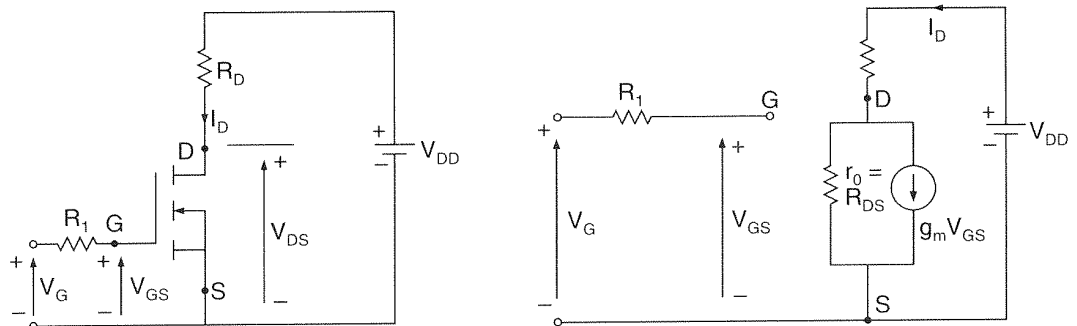
Curvas características de saída do MOSFET do tipo enriquecimento.

Para os MOSFETs do tipo depleção, a tensão de porta (ou de entrada) pode ser tanto positiva quanto negativa. Mas os MOSFETs do tipo enriquecimento respondem somente a uma tensão de porta positiva. Os MOSFETs de potência geralmente são do tipo enriquecimento. Entretanto, os MOSFETs do tipo depleção seriam vantajosos e simplificariam o projeto lógico em algumas aplicações que necessitassem de alguma forma de chave CA ou CC de lógica compatível, a qual permaneceria ligada quando a alimentação da parte lógica caísse e V_{GS} se tornasse zero. As características dos MOSFETs do tipo depleção não serão aprofundadas.

Figura 8.24

Modelo de chaveamento em regime permanente de MOSFETs.

8.3.2 Curvas Características de Chaveamento

Sem qualquer sinal de porta (*gate*), um MOSFET do tipo enriquecimento pode ser considerado dois diodos conectados em antiparalelo ou um transistor *NPN*. A estrutura da porta tem capacitâncias parasitas para a fonte, C_{gs}, e para o dreno, C_{gd}. O transistor *NPN* tem uma junção reversamente polarizada do dreno para a fonte e oferece uma capacitância C_{ds}. A Figura 8.25a mostra o circuito equivalente de um transistor bipolar parasita em paralelo com um MOSFET. A região de base-emissor do transistor *NPN* é curto-circuitada na pastilha, metalizando-se o terminal da fonte, e a resistência da base

para o emissor, devido à resistência do material das regiões n e p, R_{be}, é pequena. Portanto, um MOSFET pode ser considerado possuidor de um diodo interno, e o circuito equivalente é mostrado na Figura 8.25b. As capacitâncias parasitas são dependentes das suas respectivas tensões.

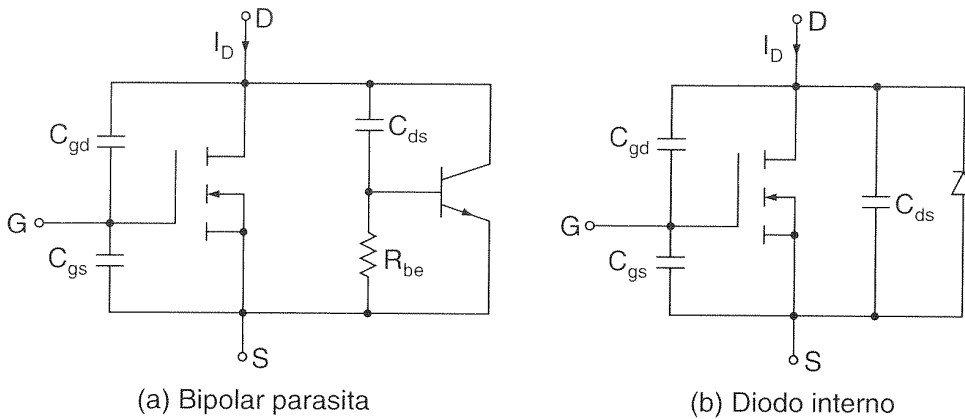



Figura 8.25

Modelo parasita dos MOSFETs de enriquecimento.

O modelo de chaveamento dos MOSFETs é mostrado na Figura 8.26. As formas de onda e os tempos típicos do chaveamento são mostrados na Figura 8.27. O *retardo na entrada em condução* (do inglês *turn-on delay* – $t_{d(on)}$) é o tempo necessário para carregar a capacitância de entrada até o nível da tensão de limiar. O *tempo de subida* (do inglês *rise time* – t_r) é o tempo de carga da porta a partir do nível de limiar para a tensão total V_{GSP}, que é necessária para colocar o transistor na região linear. O *tempo de atraso no desligamento* (do inglês *turn-off delay time* – $t_{d(off)}$) é o tempo necessário para a capacitância de entrada descarregar a partir da tensão de porta de sobreexcitação V_1 para a região de *pinch-off*. V_{GS} tem de diminuir significativamente antes de V_{DS} começar a crescer. O *tempo de descida* (do inglês *fall time* – t_f) é o tempo necessário para a capacitância de entrada descarregar a partir da região de *pinch-off* para a tensão de limiar. Se $V_{GS} \leq V_T$, o transistor desliga.

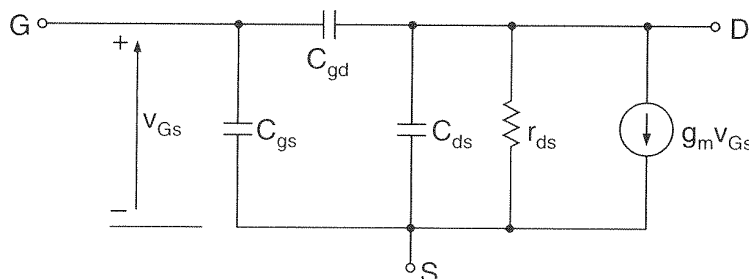
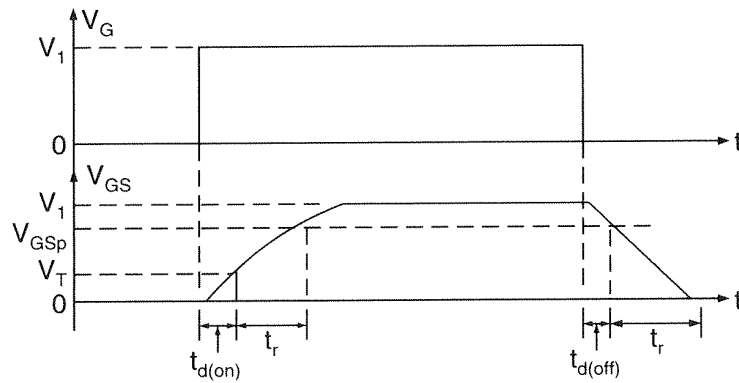



Figura 8.26

Modelo de chaveamento de MOSFETs.

Figura 8.27

Formas de onda e tempos de chaveamento.

8.3.3 Excitação de Porta

O tempo de entrada em condução de um MOSFET depende do tempo de carga da capacitância de entrada ou da porta. O tempo de entrada em condução pode ser reduzido conectando-se um circuito *RC*, como mostrado na Figura 8.28, para carregar a capacitância da porta mais rapidamente. Quando a tensão for aplicada à porta, a corrente inicial de carga da capacitância será

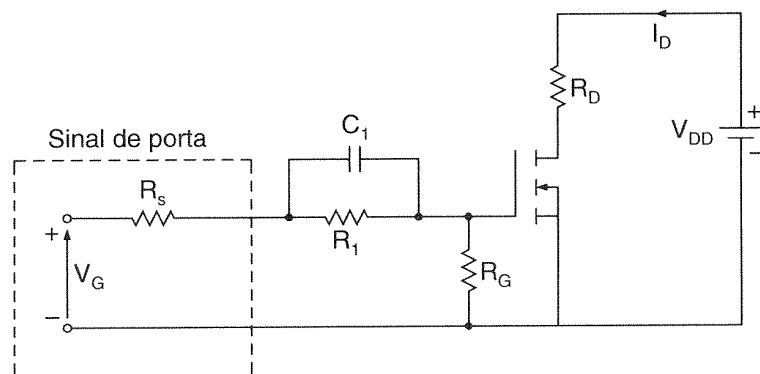
$$I_G = \frac{V_G}{R_S} \tag{8.50}$$

e o valor de regime permanente da tensão de porta será

$$V_{GS} = \frac{R_G V_G}{R_S + R_1 + R_G} \tag{8.51}$$

em que R_S é a resistência interna da fonte de excitação da porta.

Figura 8.28

Circuito de disparo rápido da porta.

Para conseguir velocidades de chaveamento da ordem de 100 ns ou menos, o circuito excitador da porta deve ter uma baixa impedância de saída e a capacidade de

drenar e fornecer correntes relativamente grandes. Um arranjo *totem-pole* capaz de fornecer e drenar uma corrente elevada é mostrado na Figura 8.29. Os transistores *PNP* e *NPN* agem como seguidores de emissor e oferecem uma baixa impedância de saída. Esses transistores operam na região linear em vez de no modo de saturação, minimizando dessa forma o tempo de atraso. O sinal de porta para o MOSFET de potência pode ser gerado por um amplificador operacional. A realimentação através do capacitor *C* regula as taxas de crescimento e de decaimento da tensão da porta, controlando dessa forma essas taxas para a corrente de dreno do MOSFET. Um diodo colocado em antiparalelo com o capacitor *C* permite que a tensão de porta varie rapidamente em apenas um sentido. Há um certo número de circuitos integrados no mercado projetados para excitar transistores e capazes de fornecer e drenar correntes elevadas para a maioria dos conversores.

8.4 TRANSISTORES DE INDUÇÃO ESTÁTICA – SITs

Um *transistor de indução estática* (do inglês *static induction transistor – SIT*) é um dispositivo de alta freqüência e alta potência. Ele é essencialmente a versão em estado sólido do tubo de vácuo triodo. O corte transversal do silício de um SIT é mostrado na Figura 8.30a e seu símbolo está na Figura 8.30b. Ele é um dispositivo de estrutura vertical com multicanais curtos. Assim ele não está sujeito a limitações de área e é adequado para operações de potência elevada em alta velocidade. Os eletrodos da porta são introduzidos nas camadas epsi-*n* do dreno e da fonte. Um SIT é idêntico a um JFET, exceto pelo fato de que a construção da porta é vertical e introduzida nas camadas do dreno e da fonte, o que dá uma resistência de canal mais baixa, causando menor queda de tensão. Um SIT tem um canal de comprimento pequeno, baixa resistência em série da porta, baixa capacitância porta-fonte e pequena resistência térmica. Ele tem baixo ruído, baixa distorção e capacidade de potência elevada para freqüências de áudio. Os tempos de disparo e de desligamento são muito pequenos, tipicamente de 0,25 μs.

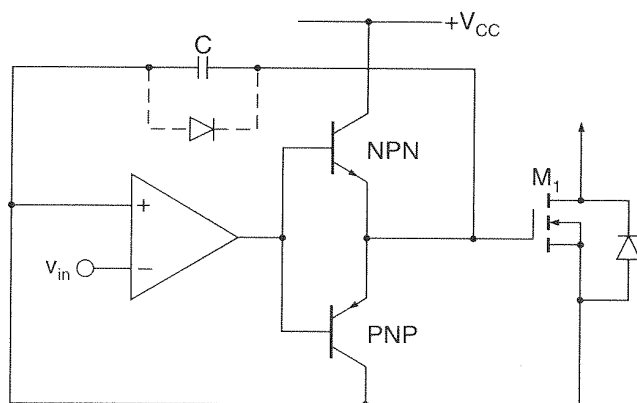



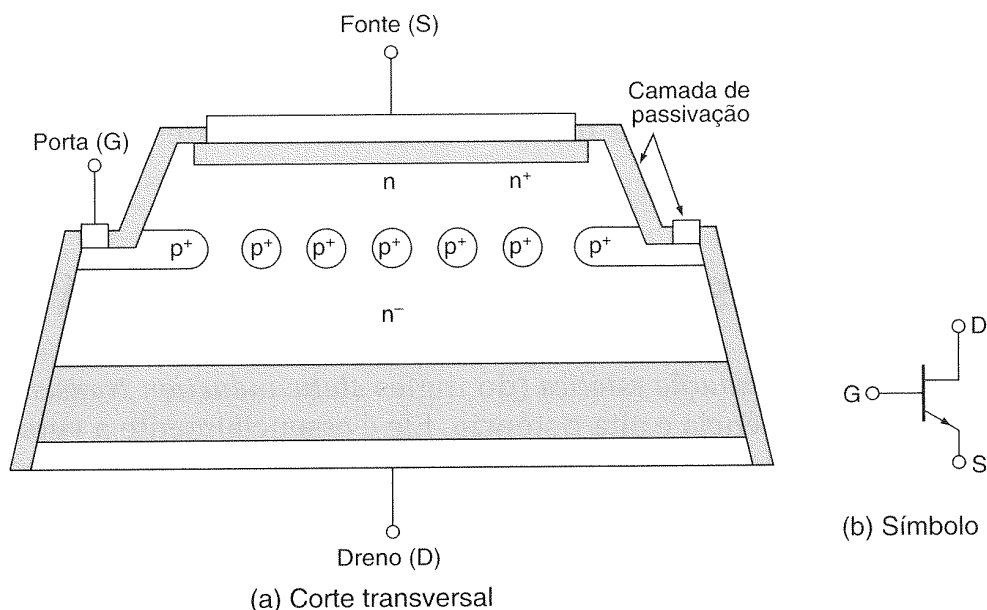
Figura 8.29

Excitação de porta com arranjo *totem-pole* e adequação da borda do pulso.

A queda de tensão no sentido direto é elevada, tipicamente 90 V para um dispositivo de 180 A e 18 V para um dispositivo de 18 A. O SIT é um dispositivo normalmente em condução (ligado), sendo que uma tensão negativa na porta o mantém

desligado. A característica de estar normalmente em condução e a elevada queda de tensão em estado de condução limitam suas aplicações a conversões genéricas de potência. A especificação de corrente dos SITs pode ser de até 300 A, 1200 V e a velocidade de chaveamento pode ser da ordem de 100 kHz. Ele é mais adequado para aplicações de alta potência e alta velocidade (por exemplo, amplificadores de áudio, VHF/UHF, e microondas).

Figura 8.30

Corte transversal e símbolo para os SITs.

8.5 TRANSISTORES BIPOLARES DE PORTA ISOLADA – IGBTs

Um *transistor bipolar de porta isolada* (do inglês *insulated gate bipolar transistor – IGBT*) combina as vantagens dos BJTs e MOSFETs. Um IGBT tem impedância de entrada elevada, como os MOSFETs, e baixas perdas em condução, como os BJTs. Mas não há o problema de ruptura secundária, como nos BJTs. Devido ao projeto e à estrutura da pastilha a resistência equivalente do dreno para a fonte R_{DS} é controlada para comportar-se como a de um BJT.

O corte transversal do silício de um IGBT é mostrado na Figura 8.31a, que é idêntica àquela de um MOSFET, exceto que o substrato é p^+. Entretanto, a performance de um IGBT está mais próxima de um BJT do que de um MOSFET. Isso se deve ao substrato p^+, que é responsável pela injeção de portadores minoritários na região n^-. O circuito equivalente é mostrado na Figura 8.31b, que pode ser simplificado para a Figura 8.31c. Um IGBT é feito de quatro camadas alternadas *PNPN* e poderia travar (reter) como um tiristor, dada a condição necessária: $(\alpha_{npn} + \alpha_{pnp}) > 1$. A camada isoladora n^+ e a larga base *epi* reduzem o ganho do terminal *NPN* pelo projeto interno, evitando assim o travamento (retenção). O IGBT é um dispositivo controlado por tensão, similar a um MOSFET de potência. Ele tem baixas perdas de chaveamento e condução além de muitas das carac-

terísticas atraentes dos MOSFETs de potência, tais como facilidade de excitação da porta, corrente de pico, capacidade e robustez. Um IGBT é inerentemente mais rápido que um BJT. Entretanto, a velocidade de chaveamento dos IGBTs é inferior à dos MOSFETs.

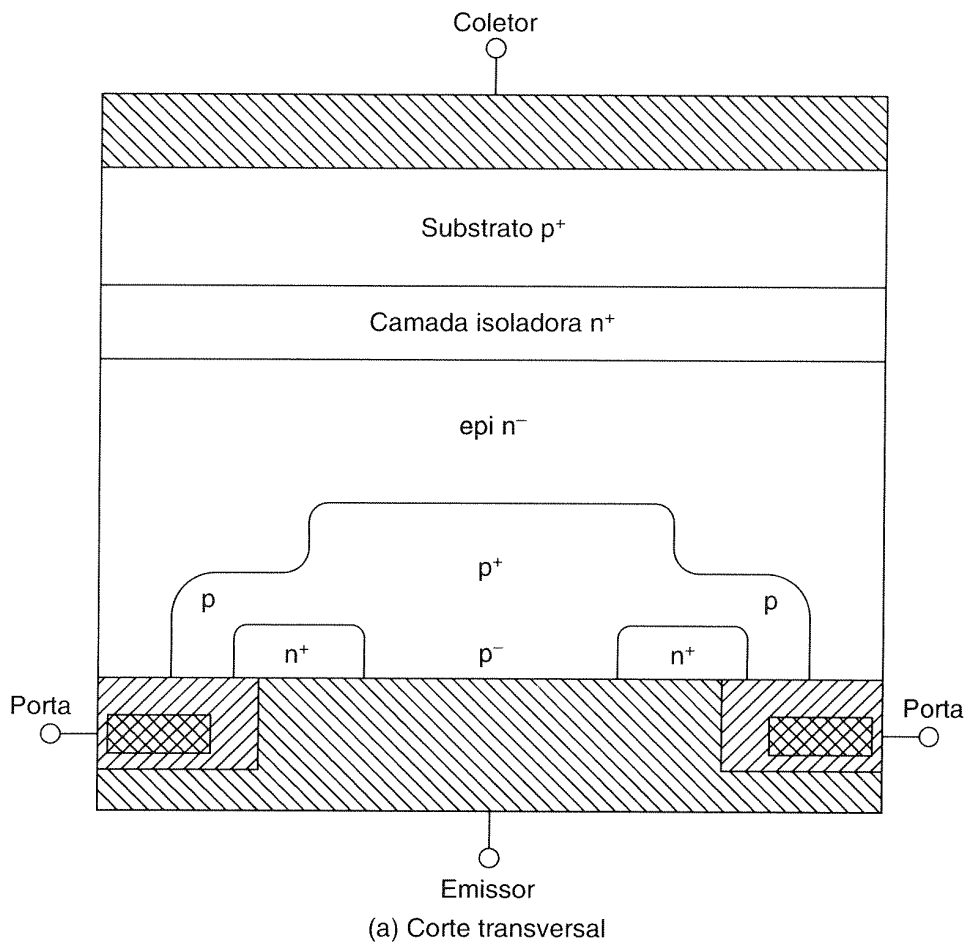



Figura 8.31

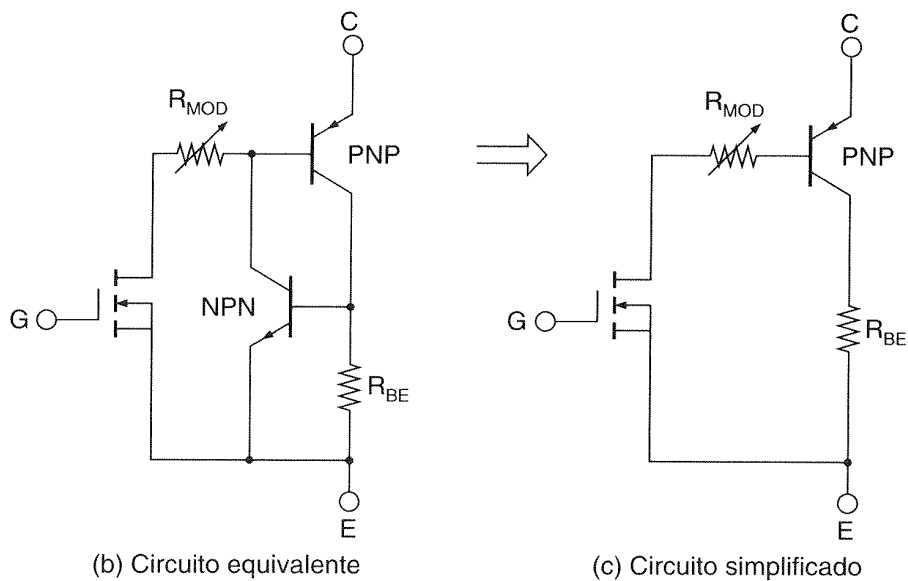
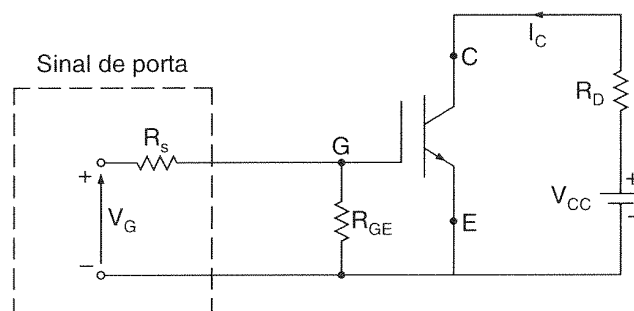
Corte transversal e circuito equivalente para IGBTs.

O símbolo e o circuito de uma chave com IGBT são mostrados na Figura 8.32. Os três terminais são coletor, emissor e porta, em vez de dreno, fonte e porta como em um MOSFET. Os parâmetros e seus símbolos são similares aos dos MOSFETs, exceto que os índices para o dreno e a fonte são mudados para coletor e emissor, respectivamente. A especificação de corrente para um IGBT pode ser de até 400 A e 1200 V, com freqüência de chaveamento de até 20 kHz. Os IGBTs estão encontrando crescentes aplicações em média potência, tais como acionamentos de motores CC e CA, fontes de alimentação, relés de estado sólido e contatores.

Figura 8.32

Símbolo e circuito para um MOSIGT.

8.6 OPERAÇÃO EM SÉRIE E EM PARALELO

Os transistores podem ser operados em série para aumentar a sua capacidade de tensão. É muito importante que os transistores conectados em série sejam ligados e desligados simultaneamente. De outra forma, o dispositivo mais lento para entrar em condução e o dispositivo mais rápido no desligamento estarão sujeitos a toda a tensão do circuito de coletor-emissor (ou dreno-fonte) e o dispositivo particular poderá ser destruído devido a uma tensão elevada. Os dispositivos devem ser casados, ou seja, devem ter ganho, transcondutância, tensão de limiar, queda de tensão direta, tempo de entrada de condução e tempo de desligamento aproximadamente iguais. Até mesmo as características de excitação da porta ou base devem ser idênticas. Podem ser utilizados circuitos de divisão de tensão similares aos dos diodos.

Os transistores são conectados em paralelo se um dispositivo não puder suportar a demanda de corrente de carga. Para a igual divisão da corrente, os transistores devem ser casados, ou seja, devem ter ganho, transcondutância, tensão de saturação, tempo de entrada em condução e de desligamento aproximadamente iguais. Mas, na prática, nem sempre é possível encontrar esses requisitos. Uma quantia razoável da divisão de corrente (45% a 55% para dois transistores) pode ser obtida conectando-se resistores em série com os terminais do emissor (ou da fonte), como mostra a Figura 8.33.

Os resistores na Figura 8.33 auxiliarão na divisão de corrente sob condições de regime permanente. A divisão de corrente sob condições dinâmicas pode ser conseguida

conectando-se indutores acoplados, como mostrado na Figura 8.34. Se a corrente através de Q_1 crescer, o $L(di/dt)$ sobre o indutor L_1 aumenta e uma tensão correspondente de polaridade oposta é induzida sobre o indutor L_2. O resultado é um caminho de baixa impedância, e uma corrente é desviada para Q_2. Os indutores geram picos de tensão (*spikes*) e podem ser caros e volumosos, especialmente em correntes elevadas.

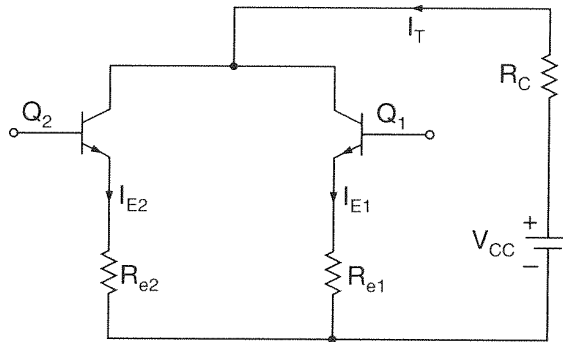



Figura 8.33

Conexão de transistores em paralelo.

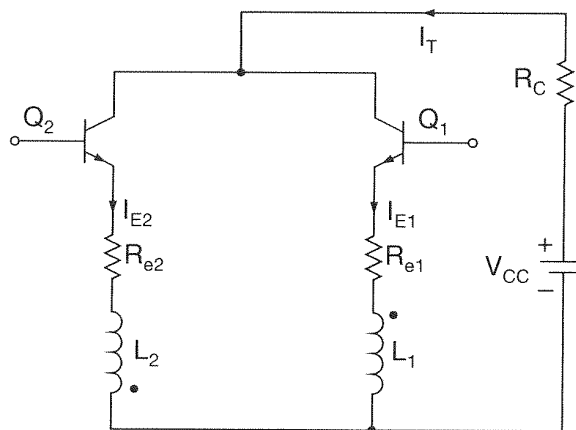



Figura 8.34

Divisão dinâmica da corrente.

Os BJTs têm um coeficiente negativo de temperatura. Durante a divisão de corrente, se um BJT conduzir mais corrente, sua resistência em sentido direto (estado de condução) diminui e sua corrente aumenta ainda mais, enquanto os MOSFETs têm coeficientes positivos de temperatura e a operação em paralelo é relativamente fácil. O MOSFET que inicialmente conduzir a corrente mais elevada aquece mais rápido e sua resistência em sentido direto aumenta, resultando em um desvio de corrente para os outros dispositivos. Os IGBTs requerem cuidados especiais para casar suas características devido às variações de coeficientes de temperatura com a corrente de coletor.

Exemplo 8.6

Dois MOSFETs que são conectados em paralelo de maneira similar à Figura 13.33 conduzem uma corrente total de I_T = 20 A. A tensão de dreno-fonte do MOSFET M_1 é V_{DS1} = 2,5 V e para o

MOSFET M_2 é $V_{DS2} = 3$ V. Determinar a corrente de dreno de cada transistor e a diferença na divisão de correntes se as resistências em série para esta finalidade forem (a) $R_{s1} = 0{,}3\,\Omega$ e $R_{s2} = 0{,}2\,\Omega$ e (b) $R_{s1} = R_{s2} = 0{,}5\,\Omega$.

Solução: (a) $I_{D1} + I_{D2} = I_T$ e $V_{DS1} + I_{D1}R_{s1} = V_{DS2} + I_{D2}R_{S2} = (I_T - I_{D1})$.

$$I_{D1} = \frac{V_{DS2} - V_{DS1} + I_T R_{s2}}{R_{s1} + R_{s2}} \tag{8.52}$$

$$= \frac{3 - 2{,}5 + 20 \times 0{,}2}{0{,}3 + 0{,}2} = 9\text{ A} \quad \text{ou} \quad 45\%$$

$$I_{D2} = 20 - 9 = 11\text{ A} \quad \text{ou} \quad 55\%$$

$$\Delta I = 55 - 45 = 10\%$$

(b)

$$I_{D1} = \frac{3 - 2{,}5 + 20 \times 0{,}5}{0{,}5 + 0{,}5} = 10{,}5\text{ A} \quad \text{ou} \quad 52{,}5\%$$

$$I_{D2} = 20 - 10{,}5 = 9{,}5\text{ A} \quad \text{ou} \quad 47{,}5\%$$

$$\Delta I = 52{,}5 - 47{,}5 = 5\%$$

8.7 LIMITAÇÕES DE *di/dt* E *dv/dt*

Os transistores requerem certos tempos de entrada em condução e de desligamento. Desprezando os tempos de atraso t_d e de armazenamento t_s, as formas de onda de tensão e corrente típicas de uma chave com BJT são mostradas na Figura 8.35. Durante a entrada em condução, a corrente de coletor cresce e o di/dt é

$$\frac{di}{dt} = \frac{I_L}{t_r} = \frac{I_{CS}}{t_r} \tag{8.53}$$

Durante o desligamento, a tensão de coletor-emissor tem de crescer em relação à queda da corrente de coletor e o dv/dt é

$$\frac{dv}{dt} = \frac{V_s}{t_f} = \frac{V_{cc}}{t_f} \tag{8.54}$$

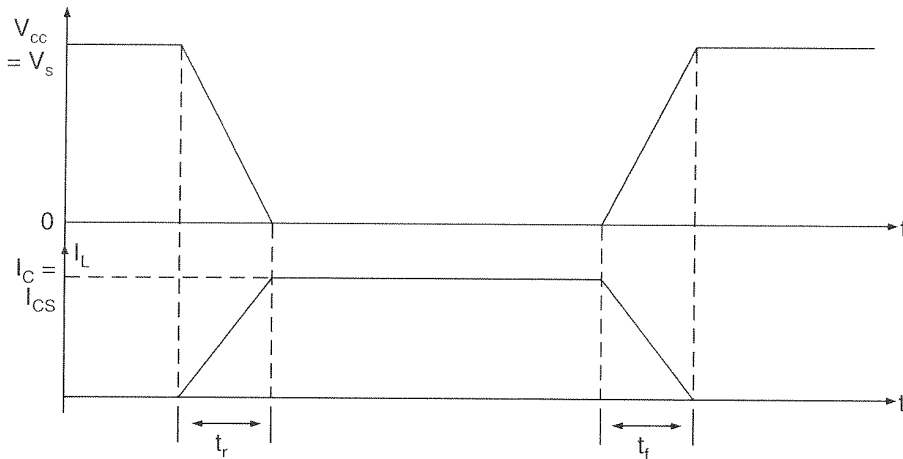



Figura 8.35

Formas de onda de tensão e corrente.

As condições di/dt e dv/dt nas Eqs. (8.53) e (8.54) são estabelecidas pelas características de chaveamento do transistor e têm de ser satisfeitas durante a entrada em condução e o desligamento. Os circuitos de proteção normalmente são necessários para manter a operação dentro dos limites permissíveis de di/dt e dv/dt do transistor. Uma chave com transistor típica, com proteção de di/dt e dv/dt, é mostrada na Figura 8.36a, com as formas de onda de operação na Figura 8. 36b. A rede *RC* em paralelo com o transistor é conhecida como *circuito snubber* ou *snubber* e limita o dv/dt. O indutor L_s, que limita o di/dt, é às vezes chamado *snubber em série*.

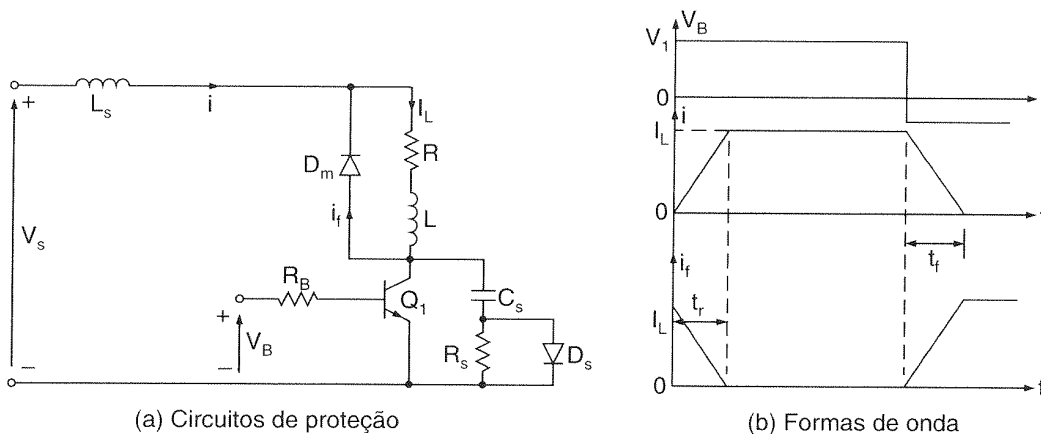



Figura 8.36

Chave com transistor com proteção de di/dt e dv/dt.

Supor que sob condições de regime permanente a corrente de carga I_L esteja circulando livremente através do diodo D_m, que tem tempo de recuperação reversa desprezível. Quando o transistor Q_1 entrar em condução, a corrente do coletor crescerá e a corrente do diodo D_m cairá porque D_m se comportará como um curto-circuito. O circuito equivalente durante a entrada em condução é mostrado na Figura 8.37a e o di/dt nessa condição é

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_S}{L_S} \tag{8.55}$$

Resolvendo-se a Eq. (8.53) juntamente com a Eq. (8.55), obtém-se o valor de L_S como

$$L_S = \frac{V_S t_r}{I_L} \tag{8.56}$$

Durante o desligamento, o capacitor C_S carregará através da corrente de carga; o circuito equivalente é mostrado na Figura 8.37b. A tensão do capacitor aparecerá sobre o transistor e o dv/dt será

$$\frac{dv}{dt} = \frac{I_L}{C_S} \tag{8.57}$$

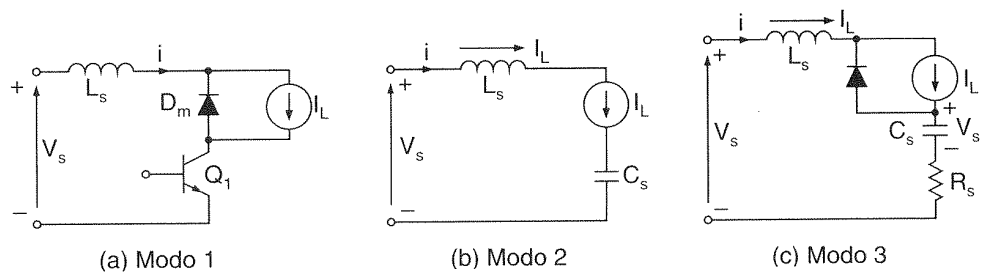
Aplicando a Eq. (8.54) à Eq. (8.57), obtém-se o valor necessário da capacitância,

$$C_S = \frac{I_L t_f}{V_S} \tag{8.58}$$

(a) Modo 1 (b) Modo 2

(c) Modo 3

Figura 8.37

Circuitos equivalentes.

Uma vez que o capacitor esteja carregado com V_S, o diodo de comutação conduzirá. Devido à energia armazenada em L_S, haverá um circuito ressonante amortecido, como mostrado na Figura 8.37c. A análise transitória de um circuito *RLC* é discutida na Seção 16.4. O circuito *RLC* em geral é criticamente amortecido para evitar oscilações. Para amortecimento crítico unitário, $\delta = 1$, e a Eq. (16.11) dá

$$R_S = 2\sqrt{\frac{L_S}{C_S}} \tag{8.59}$$

O capacitor C_S tem de descarregar através do transistor, o que aumenta a especificação de corrente máxima do transistor. A descarga através do transistor pode ser evitada colocando-se um resistor R_S em paralelo com C_S, em vez de colocá-lo com D_S.

A corrente de descarga é mostrada na Figura 8.38. Quando da escolha do valor de R_s, o tempo de descarga, $R_sC_s = \tau_s$ também deve ser considerado. Um tempo de descarga de um terço do período de chaveamento T_s normalmente é adequado.

$$3R_sC_s = T_s = \frac{1}{f_s}$$

ou

$$R_s = \frac{1}{3f_sC_s} \tag{8.60}$$

Exemplo 8.7

Um transistor bipolar é operado como uma chave *chopper* na freqüência de $f_s = 10$ kHz. O arranjo do circuito é mostrado na Figura 8.36a. A tensão CC do *chopper* é $V_s = 220$ V e a corrente de carga é $I_L = 100$ A. $V_{CE(sat)} = 0$ V. Os tempos de chaveamento são $t_d = 0$, $t_r = 3$ µs e $t_f = 1{,}2$ µs. Determinar os valores de (a) L_s; (b) C_s; (c) R_s para a condição de circuito criticamente amortecido; (d) R_s, se o tempo de descarga for limitado a um terço do período de chaveamento; (e) R_s, se o pico da corrente de descarga for limitado a 10% da corrente de carga; e (f) a perda de energia P_s, devido ao *snubber RC*, desprezando o efeito do indutor L_s na tensão do capacitor *snubber* C_s.

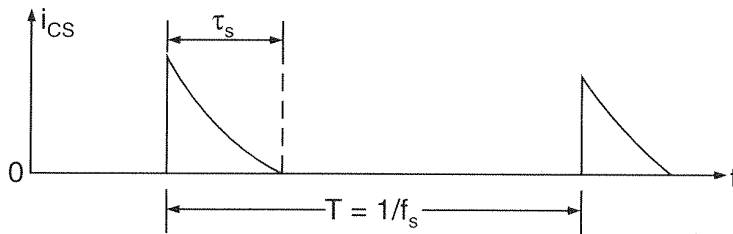



Figura 8.38

Corrente de descarga do capacitor *snubber*.

Solução: $I_L = 100$ A, $V_s = 220$ V, $f_s = 10$ kHz, $t_r = 3$ µs e $t_f = 1{,}2$ µs.

(a) A partir da Eq. (8.56), $L_s = V_st_r/I_L = 220 \times 3/100 = 6{,}6$ µH.

(b) A partir da Eq. (8.58), $C_s = I_Lt_f/V_s = 100 \times 1{,}2/220 = 0{,}55$ µF.

(c) A partir da Eq. (8.59), $R_s = 2\sqrt{L_s/C_s} = 2\sqrt{(6{,}6/0{,}55)} = 6{,}93\ \Omega$.

(d) A partir da Eq. (8.60), $R_s = 1/(3f_sC_s) = 10^3/(3 \times 10 \times 0{,}55) = 60{,}6\ \Omega$.

(e) $V_s/R_s = 0{,}1 \times I_L$ ou $220/R_s = 0{,}1 \times 100$ ou $R_s = 22\ \Omega$.

(f) A perda devido ao *snubber*, desprezando a perda no diodo D, é

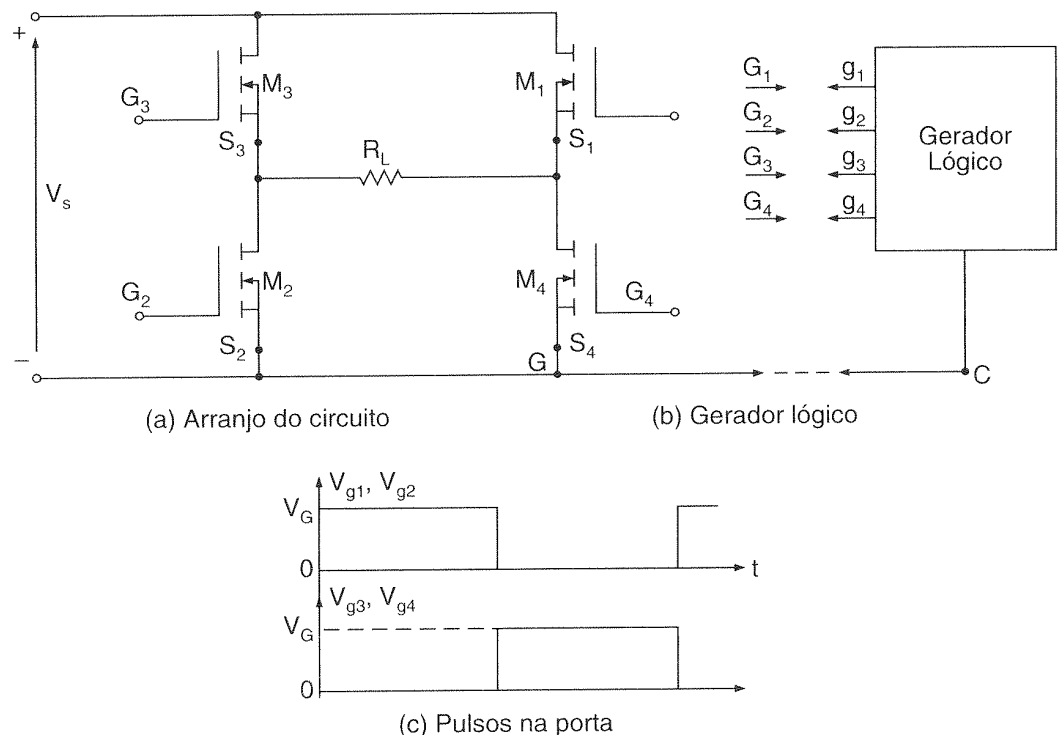
$$P_s \cong 0{,}5C_sV_s^2f_s$$
$$= 0{,}5 \times 0{,}55 \times 10^{-6} \times 220^2 \times 10 \times 10^3 = 133{,}1\ \text{W} \tag{8.61}$$

8.8 ISOLAÇÃO DAS EXCITAÇÕES DA BASE E DA PORTA

Para operar transistores de potência como chaves, uma apropriada tensão de porta ou corrente de base tem de ser aplicada para excitar os transistores de modo a levá-los à saturação e a uma pequena queda de tensão em estado de condução. A tensão de controle deve ser aplicada entre os terminais de porta e fonte ou entre base e emissor. Os conversores de potência em geral requerem múltiplos transistores e cada transistor deve ser excitado individualmente. A Figura 8.39a mostra a topologia de um inversor monofásico em ponte. A tensão CC principal é V_S com o terminal comum (terra) G.

O circuito lógico na Figura 8.39b gera quatro pulsos. Esses pulsos, como mostrado na Figura 8.39c, são defasados no tempo para realizar a seqüência lógica necessária para a conversão de energia de CC em CA. Entretanto, todos os quatro pulsos lógicos têm um terminal comum C. Esse terminal comum do circuito lógico pode ser conectado ao ponto comum G da fonte de alimentação principal, como mostrado pelas linhas pontilhadas.

Figura 8.39

Inversor monofásico em ponte e sinais de excitação.

O terminal g_1, que tem uma tensão de V_{g1} em relação ao terminal C, não pode ser conectado diretamente ao terminal G_1. O sinal V_{g1} deve ser aplicado entre os terminais da porta G_1 e da fonte S_1 do transistor M_1. É necessário que haja isolação e interface

entre o circuito lógico e os transistores de potência. Entretanto, os transistores M_2 e M_4 podem ser excitados diretamente sem os circuitos de isolação ou interface, desde que os sinais lógicos sejam compatíveis com os requisitos de excitação da porta dos transistores.

A importância de excitar um transistor entre seus terminais de porta e fonte, em vez de fazê-lo entre porta e o terminal comum, pode ser demonstrada com a Figura 8.40, onde a resistência da carga é conectada entre a fonte e o comum. A tensão porta-fonte efetiva é

$$V_{GS} = V_G - R_L I_D(V_{GS})$$

onde $I_D(V_{GS})$ varia com V_{GS}. O valor efetivo de V_{GS} diminui à medida que o transistor entra em condução e V_{GS} atinge um valor de regime permanente, que é necessário para equilibrar a corrente de carga ou de dreno. O valor efetivo de V_{GS} é imprevisível e tal arranjo não é adequado. Há basicamente duas maneiras de se isolar os sinais de controle ou porta em relação ao comum (terra):

1. transformadores de pulsos;
2. optoacopladores.

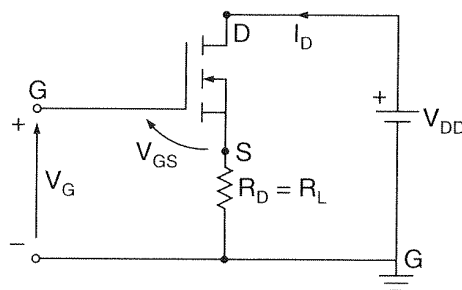



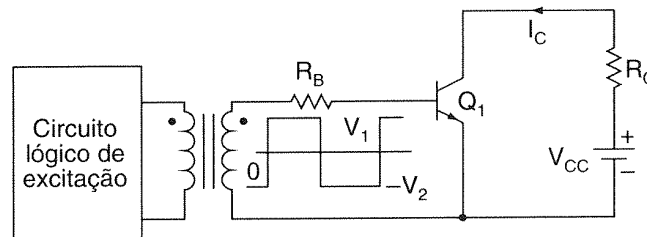
Figura 8.40

Tensão de porta entre a porta e o comum.

8.8.1 Transformadores de Pulsos

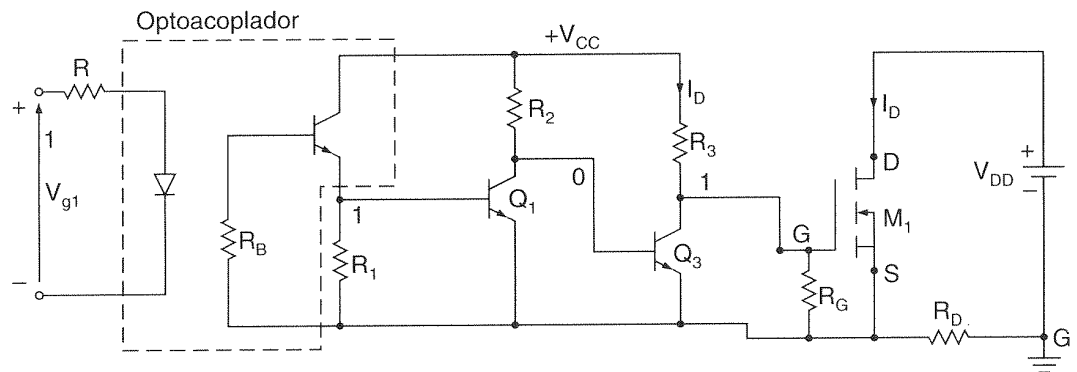
Os transformadores de pulsos têm um enrolamento primário e podem ter um ou mais enrolamentos secundários. Enrolamentos secundários múltiplos permitem sinais de excitação simultâneos para transistores conectados em série e em paralelo. A Figura 8.41 mostra um arranjo de excitação de porta isolado por transformador. O transformador deve ter uma indutância de dispersão muito pequena e o tempo de subida do pulso de saída deve ser muito pequeno. Com um pulso relativamente longo e baixa freqüência de chaveamento, o transformador pode saturar e sua saída será distorcida.

Figura 8.41

Excitação da porta isolada por transformador.

8.8.2 Optoacopladores

Os optoacopladores combinam um diodo emissor de luz infravermelha (do inglês *infra-red light-emitting diode – ILED*) e um fototransistor de silício. O sinal de entrada é aplicado ao ILED e a saída é obtida através do fototransistor. Os tempos de subida e de descida dos fototransistores são muito pequenos, com valores típicos de tempo de entrada em condução t_{on} = 2 a 5 μs e tempo de desligamento t_{off} = 300 ns. Esses tempos de entrada em condução e de desligamento limitam as aplicações em freqüência elevada. Um circuito de isolação de porta utilizando um fototransistor é mostrado na Figura 8.42. O fototransistor poderia ser um par *Darlington*. Os fototransistores requerem fonte de alimentação separada e adicionam complexidade, custo e peso aos circuitos de excitação.

Figura 8.42

Isolação da porta com optoacoplador.

8.9 MODELOS SPICE

O modelo PSpice, baseado no modelo do controle integral da carga de *Gummel and Poon*, é mostrado na Figura 8.43a. O modelo estático (CC) gerado pelo PSpice é mostrado na Figura 8.43b. Se certos parâmetros não forem especificados, o PSpice assume o modelo simples de *Ebers-Moll*, como mostra a Figura 8.43c.

O enunciado do modelo para os transistores *NPN* tem a seguinte forma geral:

```
.MODEL QNAME NPN (P1=V1 P2=V2 P3=V3 ........ PN=VN)
```

e para os transistores *PNP* a forma geral é

```
.MODEL QNAME PNP (P1=V1 P2=V2 P3=V3) ........ PN=VN)
```

onde QNAME é o nome do modelo, de BJT; NPN e PNP são os símbolos para os tipos de transistores *NPN* e *PNP*, respectivamente; P1, P2, ... e V1, V2, ... são os parâmetros e seus valores, respectivamente. Os parâmetros que afetam o comportamento do chaveamento de um BJT em eletrônica de potência são IS, BF, CJE, CJC, TR e TF. O símbolo para um BJT é o Q e seu nome tem de começar com Q. A forma geral é

```
Q(name) NC NB NE NS QNAME [ (area) value]
```

onde NC, NB, NE e NS são os nós do coletor, a base, o emissor e o substrato, respectivamente. O nó do substrato é opcional: se não for especificado, a condição padrão (*default*) para o comum (terra) é assumida. A corrente positiva é a corrente que entra em um terminal. Isto é, a corrente flui do nó do coletor, através do dispositivo, para o nó do emissor em um BJT-*NPN*.

O modelo PSpice de um MOSFET de canal *n* é mostrado na Figura 8.44a. O modelo estático (CC), que é gerado pelo PSpice, é mostrado na Figura 8.44b. O enunciado do modelo dos MOSFETs de canal *n* tem a seguinte forma geral:

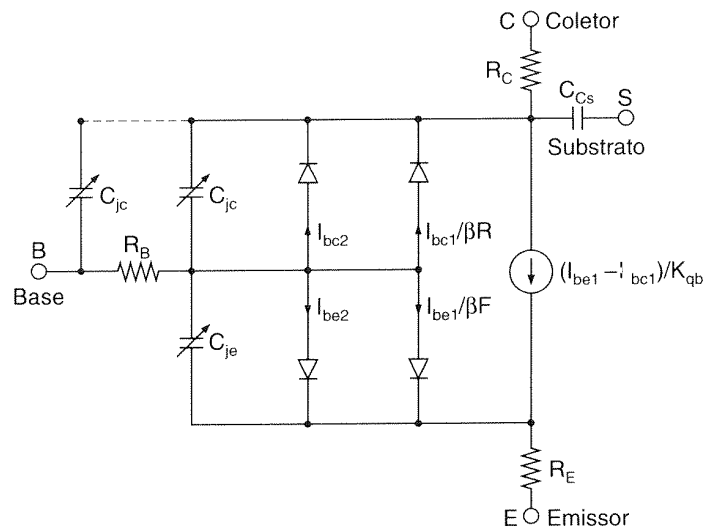
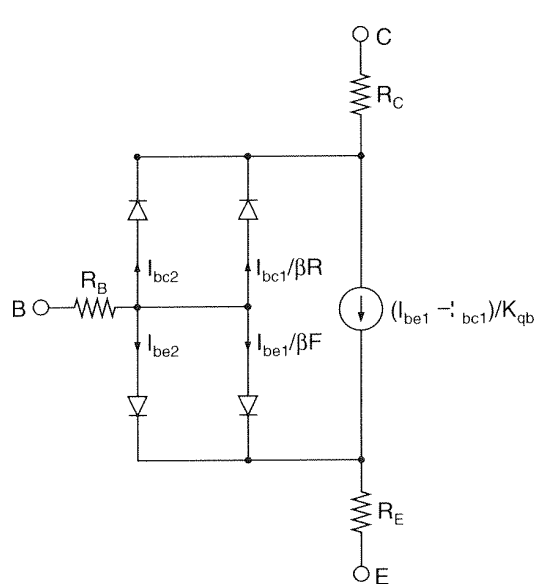
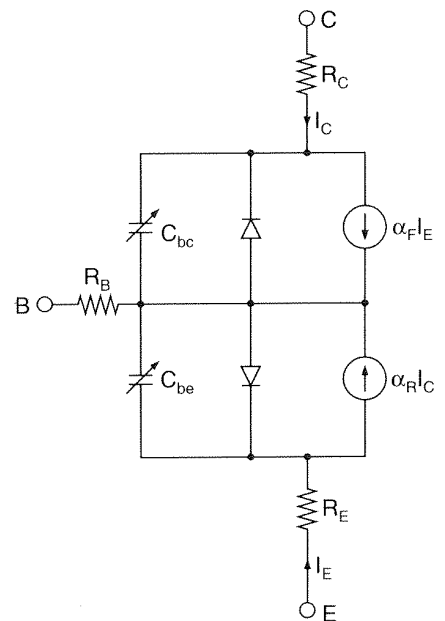
```
.MODEL MNAME NMOS (P1=V1 P2=V2 P3=V3 ........ PN=VN)
```

e o enunciado para os MOSFETs de canal *p* tem a forma:

```
.MODEL MNAME PMOS (P1=V1 P2=V2 P3=V3 ........ PN=VN)
```

onde MNAME é o nome do modelo; NMOS e PMOS são os símbolos para os MOSFETs de canal dos tipos *n* e *p*, respectivamente. Os parâmetros que afetam o comportamento de um MOSFET em eletrônica de potência são L, W, VTO, KP, IS, CGSO e CGDO.

Figura 8.43

Modelos PSpice de um BJT.

(a) Modelo de *Gummel-Poon*

(b) Modelo CC

(c) Modelo de *Ebers-Moll*

O símbolo para um transistor de efeito de campo de óxido metálico semicondutor (MOSFET) é o M. O nome dos MOSFETs deve começar com M e ele tem a seguinte forma geral:

```
M<name>    ND    NG       NS    NB      MNAME
+          [L=<value>]  [W=<value>]
+          [AD=<value>]  [AS=<value>]
+          [PD=<value>]  [PS=<value>]
+          [NRD=<value>]  [NRS=<value>]
+          [NRG=<value>]  [NRB=<value>]
```

onde ND, NG, NS e NB são os nós do dreno, a porta, a fonte ou o substrato, respectivamente.

(a) Modelo SPICE

(b) Modelo CC

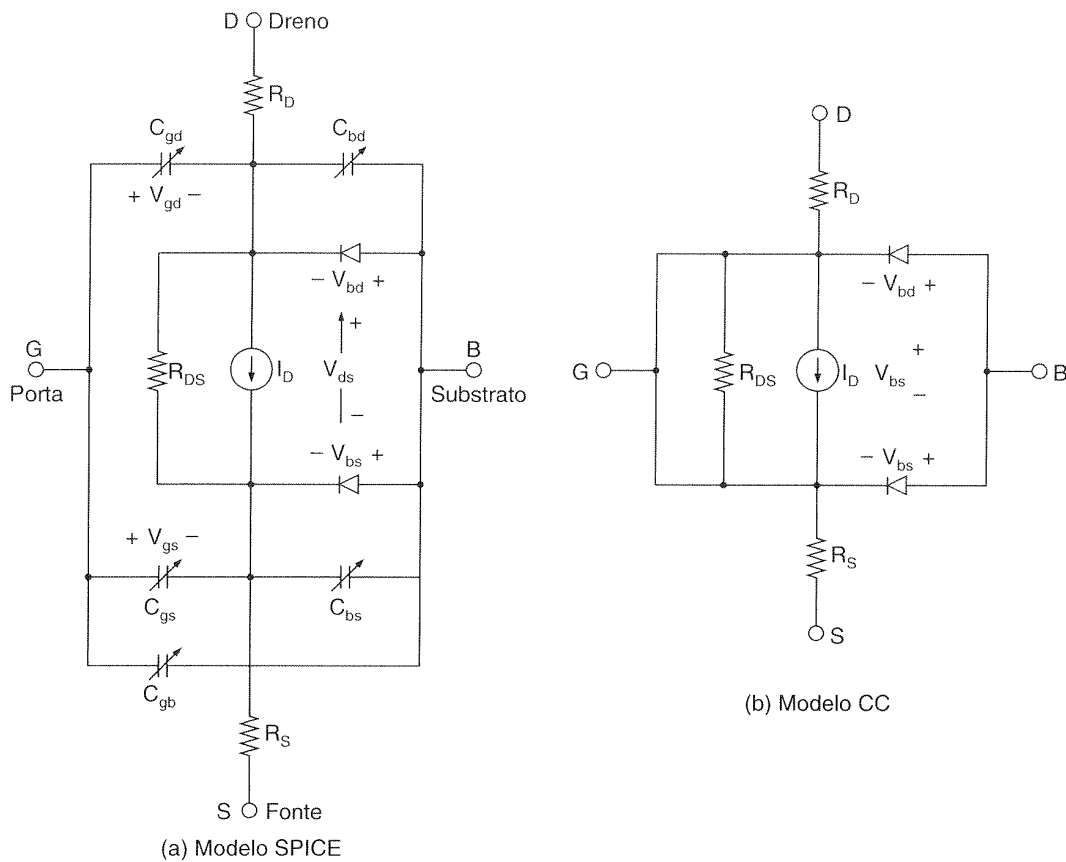



Figura 8.44

Modelo PSpice de um MOSFET de canal *n*.

RESUMO

Os transistores de potência geralmente são de quatro tipos: BJTs, MOSFETs, SITs e IGBTs. Os BJTs são dispositivos controlados por corrente e seus parâmetros são sensíveis à temperatura da junção. Os BJTs sofrem da ruptura secundária e requerem corrente de base reversa durante o desligamento, para reduzir o tempo de armazenamento. Mas eles têm baixa tensão de saturação em estado de condução.

Os MOSFETs são dispositivos controlados por tensão e requerem muito baixa potência de excitação da porta, sendo seus parâmetros menos sensíveis à temperatura da junção. Não há o problema da ruptura secundária nem a necessidade de aplicação de tensão negativa na porta durante o desligamento. Os IGBTs, que combinam as vantagens dos BJTs e MOSFETs, são dispositivos controlados por tensão e têm baixa queda de tensão em estado de condução, de forma similar aos BJTs. Os IGBTs não têm o fenômeno da ruptura secundária. Os SITs são dispositivos de potência e freqüência mais elevadas. Eles são mais adequados para amplificadores de áudio, VHF/UHF, e microondas. Eles têm a característica de normalmente estarem ligados e têm uma elevada queda de tensão em estado de condução.

Os transistores podem ser conectados em série ou em paralelo. A operação em paralelo normalmente requer elementos de distribuição de corrente. A operação em série requer a adequação (casamento) de parâmetros, especialmente durante a entrada em condução e o desligamento. Para manter a relação de corrente e tensão dos transistores durante a entrada em condução e o desligamento, em geral é necessário utilizar circuitos *snubber* para limitar o di/dt e o dv/dt.

Os sinais de porta podem ser isolados do circuito de potência através de transformadores de pulsos ou optoacopladores. Os transformadores de pulsos são simples, mas a indutância de dispersão deve ser muito pequena. Os transformadores podem se saturar a uma baixa freqüência e pulsos longos. Os optoacopladores requerem fonte de alimentação separada.

REFERÊNCIAS

A. FERRARO. "An overview of low cost snubber technology for transistor converters". *IEEE Power Electronics Specialist Conference*, 1982, pp. 466-77.

A. S. SEDRA e K. C. SMITH. *Microelectronics*. Nova Iorque: CBS College Publishing, 1986.

B. J. BALIGA. *Modern Power Devices*. Nova Iorque: John Wiley & Sons, Inc., 1987.

B. J. BALIGA e D. Y. CHEN. *Power Transistors: Devices and Applicatons*. Nova Iorque: IEEE Press, 1984.

B. J. BALIGA, M. CHENG, P. SHAFER e M. W. SMITH. "The insulated gate transistor (IGT): a new power switching device". *IEEE Industry Applications Society Conference Record*, 1983, pp. 354-63.

B. R. PELLY. "Power MOSFETs: a status review". *International Power Electronics Conference*, 1983, pp. 10-32.

B. R. PELLY e S. M. CLEMENTE. *Applying International Rectifier's HEXFET Power MOSFETs*. Application Note 930A. El Segundo, Calif.: International Rectifier, 1985.

D. A. GRANT e J. GROWER. *Power MOSFETs: Theory and Applications*. Nova Iorque: John Wiley & Sons, Inc., 1988.

E. S. OXNER. *Power FETs and Their Applications*. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall, 1982.

IGBT Designer's Manual. El Segundo, Calif.: International Rectifier, 1991.

J. NISHIZAWA e K. YAMAMOTO. "High-frequency high-power static induction transistor". *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. ED25, n. 3, 1978, pp. 314-22.

M. H. HASHID. *SPICE for Circuits and Electronics Using PSpice*. Englewood Cliffs, N. J.: Prentice Hall, 1990.

R. SEVERNS e J. ARMIJOS. *MOSPOWER Applications Handbook*. Santa Clara, Calif.: Siliconix Corporation, 1984.

S. CLEMENTE e B. R. PELLY. "Understanding power MOSFET switching performance". *Solid-State Electronics*, vol. 12, n. 12, 1982, pp. 1133-41.

T. A. RADOMSKI. "Protection of power transistors in electric vehicle drives". *IEEE Power Electronics Specialist Conference*, 1982, pp. 455-65.

WESTINGHOUSE ELECTRIC. *Silicon Power Transistors Handbook*. Pittsburgh, Pa.: Westinghouse Electric Corporation, 1967.

QUESTÕES DE REVISÃO

8.1 O que é um transistor bipolar (BJT)?

8.2 Quais são os tipos de BJTs?

8.3 Quais são as diferenças entre os transistores *NPN* e *PNP*?

8.4 Quais são as características de entrada dos transistores *NPN?*

8.5 Quais são as características de saída dos transistores *NPN*?

8.6 Quais são as três regiões de operação dos BJTs?

8.7 O que é o beta (β) dos BJTs?

8.8 Qual é a diferença entre beta (β) e beta forçado (β_f) dos BJTs?

8.9 O que é a transcondutância dos BJTs?

8.10 O que é o fator de sobreexcitação dos BJTs?

8.11 Qual é o modelo de chaveamento dos BJTs?

8.12 Qual é a causa do tempo de atraso dos BJTs?

8.13 Qual é a causa do tempo de armazenamento dos BJTs?

8.14 Qual é a causa do tempo de subida dos BJTs?

8.15 Qual é a causa do tempo de descida dos BJTs?

8.16 O que é o modo de saturação dos BJTs?

8.17 O que é o tempo de entrada em condução dos BJTs?

8.18 O que é o tempo de desligamento dos BJTs?

8.19 O que é a FBSOA dos BJTs?

8.20 O que é a RBSOA dos BJTs?

8.21 Por que é necessário inverter a polarização dos BJTs durante o desligamento?

8.22 O que é a ruptura secundária dos BJTs?

8.23 Quais são as técnicas de excitação de base para aumentar a velocidade de chaveamento dos BJTs?

8.24 O que é o controle anti-saturação dos BJTs?

8.25 Quais são as vantagens e desvantagens dos BJTs?

8.26 O que é um MOSFET?

8.27 Quais são os tipos de MOSFETs?

8.28 Quais são as diferenças entre os MOSFETs do tipo enriquecimento e depleção?

8.29 O que é a tensão de *pinch-off* dos MOSFETs?

8.30 O que é a tensão de limiar dos MOSFETs?

8.31 O que é a transcondutância dos MOSFETs?

8.32 Qual é o modelo de chaveamento dos MOSFETs de canal *n*?

8.33 Quais são as características de transferência dos MOSFETs?

8.34 Quais são as características de saída dos MOSFETs?

8.35 Quais são as vantagens e desvantagens dos MOSFETs?

8.36 Por que os MOSFETs não necessitam de tensão negativa na porta durante o desligamento?

8.37 Por que o conceito de saturação é diferente para os BJTs e MOSFETs?

8.38 O que é o tempo de entrada em condução dos MOSFETs?

8.39 O que é o tempo de desligamento dos MOSFETs?

8.40 O que é um SIT?

8.41 Quais são as vantagens dos SITs?

8.42 Quais são as desvantagens dos SITs?

8.43 O que é um IGBT?

8.44 Quais são as características de transferência dos IGBTs?

8.45 Quais são as características de saída dos IGBTs?

8.46 Quais são as vantagens e desvantagens dos IGBTs?

8.47 Quais são as principais diferenças entre os MOSFETs e os BJTs?

8.48 Quais são os problemas da operação em paralelo dos BJTs?

8.49 Quais são os problemas da operação em paralelo dos MOSFETs?

8.50 Quais são os problemas da operação em paralelo dos IGBTs?

8.51 Quais são os problemas da operação em série dos BJTs?

8.52 Quais são os problemas da operação em série dos MOSFETs?

8.53 Quais são os problemas da operação em série dos IGBTs?

8.54 Quais são os propósitos do *snubber* em paralelo com os transistores?

8.55 Quais são os propósitos do *snubber* em série com os transistores?

8.56 Quais são as vantagens e desvantagens da isolação da porta com transformador?

8.57 Quais são as vantagens e desvantagens da isolação da porta com optoacoplador?

PROBLEMAS

8.1 O beta (β) do transistor bipolar na Figura 8.6 varia entre 10 e 60. A resistência da carga é $R_C = 5\,\Omega$. A tensão de alimentação CC é $V_{CC} = 100\,V$ e a tensão de entrada para o circuito de base é $V_B = 8$ V. Se $V_{CE(sat)} = 2{,}5$ V e $V_{BE(sat)} = 1{,}75$ V. Encontrar **(a)** o valor de R_B que resultará na saturação com um fator de sobreexcitação de 20; **(b)** o β forçado; e **(c)** a perda de potência no transistor P_T.

8.2 O beta (β) do transistor bipolar na Figura 8.6 varia entre 12 e 75. A resistência de carga é $R_C = 1{,}5\,\Omega$. A fonte de alimentação é $V_{CC} = 40$ V e a tensão de entrada para o circuito de base é $V_B = 6$ V. Se $V_{CE(sat)} = 1{,}2$ V, $V_{BE(sat)} = 1{,}6$ V e $R_B = 0{,}7\,\Omega$. Determinar: **(a)** o fator de sobreexcitação ODF, **(b)** o β forçado e **(c)** a perda de potência no transistor P_T.

8.3 Um transistor é utilizado como chave e as formas de onda são mostradas na Figura 13.10. Os parâmetros são $V_{CC} = 200$ V, $V_{BE(sat)} = 3$ V, $I_B = 8$ A, $V_{CE(sat)} = 2$ V, $I_{CS} = 100$ A, $t_d = 0{,}5\,\mu s$, $t_r = 1\,\mu s$, $t_s = 5\,\mu s$, $t_f = 3\,\mu s$ e $f_s = 10\,kHz$. O ciclo de trabalho é $k = 50\%$ e a corrente de fuga de coletor-emissor é $I_{CEO} = 3$ mA. Determinar a perda de potência devido à corrente de coletor **(a)** durante a entrada em condução $t_{on} = t_d + t_r$; **(b)** durante o período de condução t_n; **(c)** durante o desligamento $t_{off} = t_s + t_f$; **(d)** durante o bloqueio t_o; e **(e)** a perda média total de potência P_T; **(f)** plotar a potência instantânea devido à corrente de coletor $P_c(t)$.

8.4 A temperatura máxima da junção do transistor bipolar no Problema 8.3 é $T_j = 150°C$ e a temperatura ambiente é $T_A = 25°C$. Se as resistências térmicas forem $R_{JC} = 0{,}4°C/W$ e $R_{CS} = 0{,}05°C/W$, calcular a resistência térmica do dissipador, R_{SA}. (*Dica:* desprezar a perda de potência devido à excitação da base.)

8.5 Para os parâmetros no Problema 8.3, calcular a perda média de potência devido à corrente de base, P_B.

8.6 Repetir o Problema 8.3 se $V_{BE(sat)} = 2{,}3$ V, $I_B = 8$ A, $V_{CE(sat)} = 1{,}4$ V, $t_d = 0{,}1$ µs, $t_r = 0{,}45$ µs, $t_s = 3{,}2$ µs e $t_f = 1{,}1$ µs.

8.7 Um MOSFET é utilizado como chave. Os parâmetros são $V_{DD} = 40$ V, $I_D = 35$ A, $R_{DS} = 28$ mΩ, $V_{GS} = 10$ V, $t_{d(on)} = 25$ ns, $t_r = 60$ ns, $t_{d(off)} = 70$ ns, $t_f = 25$ ns e $f_s = 20$ kHz. A corrente de fuga de dreno-fonte é $I_{DSS} = 250$ µA e o ciclo de trabalho $k = 60\%$. Determinar a perda de energia devido à corrente de dreno **(a)** durante a entrada em condução $t_{on} = t_{d(n)} + t_r$; **(b)** durante o período de condução t_n; **(c)** durante o desligamento $t_{off} = t_{d(off)} + t_f$, **(d)** durante o bloqueio t_o; e **(e)** a perda média total de potência P_T.

8.8 A temperatura máxima da junção do MOSFET no Problema 8.7 é $T_J = 150$°C e a temperatura ambiente é $T_A = 30$°C. Se as resistências térmicas forem $R_{JC} = 1$ K/W e $R_{CS} = 1$ K/W, calcular a resistência térmica do dissipador, R_{SA}. (*Nota:* K = °C + 273.)

8.9 O circuito de excitação de base na Figura 13.18 tem $V_{CC} = 400$ V, $R_C = 4$ Ω, $V_{d1} = 3{,}6$ V, $V_{d2} = 0{,}9$ V, $V_{BE(sat)} = 0{,}7$ V, $V_B = 15$ V, $R_B = 1{,}1$ Ω e $\beta = 12$. Calcular **(a)** a corrente de coletor sem grampeamento; **(b)** a tensão de grampeamento do coletor V_{CE}; e **(c)** a corrente de coletor com grampeamento.

8.10 Dois BJTs são conectados em paralelo de maneira similar à Figura 8.33. A corrente total da carga é $I_T = 200$ A. A tensão de coletor-emissor do transistor Q_1 é $V_{CE1} = 1{,}5$ V e a do transistor Q_2 é $V_{CE2} = 1{,}1$ V. Determinar a corrente de coletor de cada transistor e a diferença na divisão de corrente se os resistores em série para a divisão de corrente forem **(a)** $R_{e1} = 10$ mΩ e $R_{e2} = 20$ mΩ e **(b)** $R_{e1} = R_{e2} = 20$ mΩ.

8.11 Um transistor bipolar é operado como chave *chopper* na freqüência de $f_s = 20$ kHz. O arranjo do circuito é mostrado na Figura 8.36a. A tensão CC de entrada do *chopper* é $V_s = 400$ V e a corrente de carga é $I_L = 100$ A. Os tempos de chaveamento são $t_r = 1$ µs e $t_f = 3$ µs. Determinar os valores de **(a)** L_s; **(b)** C_s; **(c)** R_s, para a condição criticamente amortecida; **(d)** R_s, se o tempo de descarga for limitado a um terço do período de chaveamento; **(e)** R_s, se o pico da corrente de descarga for limitado a 5% da corrente de carga; e **(f)** a perda de energia P_s, devido ao *snubber RC*, desprezando o efeito do indutor L_s na tensão do capacitor *snubber* C_s. Considerar que $V_{CE(sat)} = 0$.

8.12 Um MOSFET é operado como chave *chopper* na freqüência de $f_s = 50$ kHz. O arranjo do circuito é mostrado na Figura 8.36a. A tensão CC de entrada do *chopper* é $V_s = 30$ V e a corrente de carga é $I_L = 40$ A. Os tempos de chaveamento são $t_r = 60$ ns e $t_f = 25$ ns. Determinar os valores de **(a)** L_s; **(b)** C_s; **(c)** R_s, para a condição criticamente amortecida; **(d)** R_s, se o tempo de descarga for limitado a um terço do período de chaveamento; **(e)** R_s, se o pico da corrente de descarga for limitado a 5% da corrente de carga; e **(f)** a perda de potência P_s devido ao *snubber RC*, desprezando o efeito do indutor L_s na tensão do capacitor *snubber* C_s. Considerar $V_{CE(sat)} = 0$.

Choppers

9.1 INTRODUÇÃO

Em muitas aplicações industriais, é necessário converter uma fonte de tensão CC fixa em uma fonte de tensão CC variável. Um *chopper* converte diretamente de CC para CC e é conhecido como um *conversor CC-CC*. Um *chopper* pode ser considerado o equivalente CC de um transformador CA com uma relação de espiras continuamente variável. Da mesma maneira que um transformador, ele pode ser utilizado para abaixar ou elevar a tensão de uma fonte CC.

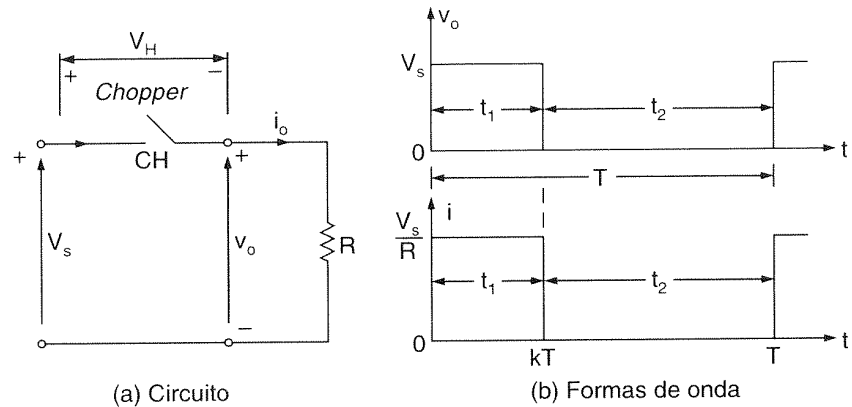
Os *choppers* são amplamente utilizados para controle de tração de motores em automóveis elétricos, trolebus, guindastes marinhos, empilhadeiras de almoxarifados e transportadores em minas. Eles fornecem controle de aceleração suave, alta eficiência e resposta dinâmica rápida. Os *choppers* podem ser usados na frenagem regenerativa de máquinas de corrente contínua (MCC), para devolver energia à fonte de alimentação, e essa característica resulta em economia de energia para sistemas de transporte com paradas freqüentes. Os *choppers* são usados em reguladores de tensão CC e também com um indutor para gerar uma fonte de corrente CC, especialmente para os inversores do tipo fonte de corrente.

9.2 PRINCÍPIO DA OPERAÇÃO ABAIXADORA (*STEP-DOWN*)

O princípio de operação pode ser explicado pela Figura 9.1a. Quando a chave CH é fechada por um tempo t_1, a tensão de entrada V_s aparece sobre a carga. Se a chave permanecer fechada por um tempo t_2, a tensão sobre a carga será zero. As formas de

onda para a tensão de saída e corrente de carga também são mostradas na Figura 9.1b. A chave do *chopper* pode ser implementada utilizando um (1) BJT de potência, (2) MOSFET de potência, (3) GTO ou (4) tiristor em comutação forçada. Os dispositivos práticos têm uma queda de tensão finita na faixa de 0,5 a 2 V e, por questão de simplificação, desprezaremos as quedas de tensão desses dispositivos semicondutores de potência.

Figura 9.1

Chopper abaixador com carga resistiva.

A tensão média de saída é dada por

$$V_a = \frac{1}{T}\int_0^{t_1} v_0\,dt = \frac{t_1}{T}\,V_s = ft_1 V_s = kV_s \tag{9.1}$$

e a corrente média da carga, $I_a = V_a/R = kV_s/R$, onde T é o período de operação do *chopper*, $k = t_1/T$ é o ciclo de trabalho e f é freqüência de operação do *chopper*. O valor eficaz da tensão de saída é encontrado a partir de

$$V_o = \left(\frac{1}{T}\int_0^{kT} v_0^2\; dt\right)^{1/2} = \sqrt{k}\,V_s \tag{9.2}$$

Supondo um *chopper* sem perdas, a potência de entrada para ele é igual à potência de saída e é dada por

$$P_i = \frac{1}{T}\int_0^{kT} v_0\,i\,dt = \frac{1}{T}\int_0^{kT} \frac{v_0^2}{R}\,dt = k\,\frac{V_s^2}{R} \tag{9.3}$$

A resistência de entrada efetiva vista pela fonte é

$$R_i = \frac{V_s}{I_a} = \frac{V_s}{kV_s/R} = \frac{R}{k} \tag{9.4}$$

O ciclo de trabalho k pode ser variado de 0 a 1, variando-se t_1, T ou f. Portanto, a tensão de saída V_o pode ser variada de 0 a V_s, controlando-se k, e o fluxo de potência pode ser controlado.

1. *Operação em freqüência constante.* A freqüência de operação f (ou período de operação T) é mantida constante e o tempo de condução t_1 é variado. A largura do pulso é variada e esse tipo de controle é conhecido como *modulação por largura de pulsos* (do inglês *pulse width modulation – PWM*).

2. *Operação em freqüência variável.* A freqüência de operação f é variada. Tanto o tempo de condução t_1 como o tempo de bloqueio t_2 podem ser mantidos constantes. Isso é chamado *modulação em freqüência* (do inglês *frequency modulation*). A freqüência tem de ser variada em uma ampla faixa para se obter uma faixa completa de tensão de saída. Esse tipo de controle geraria harmônicos em freqüências imprevisíveis e o projeto do filtro seria difícil.

Exemplo 9.1

O *chopper* CC na Figura 9.1a tem uma carga resistiva de $R = 10\,\Omega$ e a tensão de entrada é $V_s = 220$ V. Quando a chave do *chopper* permanece ligada, sua queda de tensão é $v_{ch} = 2$ V e a freqüência de operação é $f = 1$ kHz. Se o ciclo de trabalho for de 50%, determinar (a) a tensão média de saída V_a, (b) a tensão eficaz de saída V_o, (c) a eficiência do *chopper*, (d) a resistência efetiva de entrada do *chopper* R_i e (e) o valor eficaz da componente fundamental da tensão harmônica de saída.

Solução: $V_s = 220$ V, $k = 0{,}5$, $R = 10\,\Omega$ e $v_{ch} = 2$ V.

(a) A partir da Eq. (9.1), $V_a = 0{,}5 \times (220 - 2) = 109$ V.

(b) A partir da Eq. (9.2), $V_o = \sqrt{0{,}5} \times (220 - 2) = 154{,}15$ V.

(c) A potência de saída pode ser encontrada a partir de

$$P_o = \frac{1}{T}\int_0^{kT} \frac{v_0^2}{dt} = \frac{1}{T}\int_0^{kT} \frac{(V_s - v_{ch})^2}{R}\,dt = k\,\frac{(V_s - v_{ch})^2}{R}$$

$$= 0{,}5 \times \frac{(220 - 2)^2}{10} = 2376{,}2 \text{ W} \tag{9.5}$$

A potência de entrada para o *chopper* pode ser encontrada a partir de

$$P_i = \frac{1}{T}\int_0^{kT} V_s\, i\, dt = \frac{1}{T}\int_0^{kT} \frac{V_s\,(V_s - v_{ch})}{R}\,dt = k\,\frac{V_s\,(V_s - v_{ch})}{R}$$

$$= 0{,}5 \times 220 \times \frac{220 - 2}{10} = 2398 \text{ W} \tag{9.6}$$

A eficiência do *chopper* é

$$\frac{P_o}{P_i} = \frac{2376,2}{2398} = 99,09\%$$

(d) A partir da Eq. (9.4), $R_i = 10/0,5 = 20\ \Omega$.

(e) A tensão de saída, como mostrado na Figura 9.1b, pode ser expressa na série de Fourier como

$$v_o(t) = kV_s + \frac{V_s}{n\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \text{sen } 2n\pi k \cos 2n\pi f t + \frac{V_s}{n\pi} \sum_{n=1}^{\infty} (1 - \cos 2n\pi k) \text{ sen } 2n\pi f t \tag{9.7}$$

A componente fundamental (para $n = 1$) da tensão harmônica de saída pode ser determinada a partir da Eq. (9.7) como

$$v_1(t) = \frac{V_s}{\pi} [\text{sen } 2\pi k \cos 2\pi f t + (1 - \cos 2\pi k) \text{ sen } 2\pi f t] = \frac{220 \times 2}{\pi} \text{sen } (2\pi \times 1000t) = 140,06 \text{ sen } (6283,2t) \tag{9.8}$$

e seu valor eficaz é $V_1 = 140,06/\sqrt{2} = 99,04$ V.

Nota: O cálculo da eficiência, que inclui as perdas do *chopper* na condução, não leva em consideração as perdas no chaveamento dos *choppers* práticos devido ao disparo e bloqueio. A eficiência de um *chopper* prático varia entre 92% e 99%.

9.3 *CHOPPER* ABAIXADOR COM CARGA *RL*

Um *chopper* com uma carga *RL* é mostrado na Figura 9.2. A operação do *chopper* pode ser dividida em dois modos. Durante o modo 1, o *chopper* é ligado e a corrente flui da fonte para a carga. Durante o modo 2, o *chopper* é desligado e a corrente de carga continua a fluir através do diodo de comutação D_m. Os circuitos equivalentes desses modos são mostrados na Figura 9.3a. As formas de onda da corrente de carga e da tensão de saída são mostradas na Figura 9.3b.

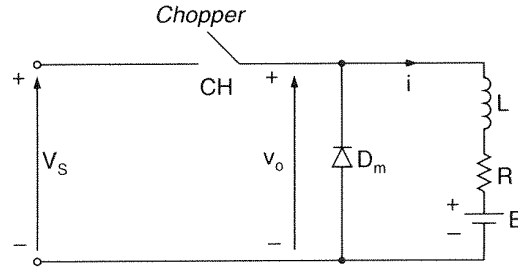



Figura 9.2

Chopper com carga *RL*.

A corrente de carga para o modo 1 pode ser encontrada a partir de

$$V_s = Ri_1 + L\frac{di_1}{dt} + E \tag{9.9}$$

A solução da Eq. (9.9), com a corrente inicial $i_1(t = 0) = I_1$, dá a corrente de carga como

$$i_1(t) = I_1 e^{-tR/L} + \frac{V_s - E}{R}(1 - e^{-tR/L}) \tag{9.10}$$

Esse modo é válido $0 \leq t \leq t_1 (= kT)$; e ao fim desse modo a corrente de carga torna-se

$$i_1(t) = t_1 = kT) = I_2 \tag{9.11}$$

A corrente de carga para o modo 2 pode ser encontrada a partir de

$$0 = Ri_2 + L\frac{di_2}{dt} + E \tag{9.12}$$

Com a corrente inicial $i_2(t = 0) = I_2$, redefinindo a origem do tempo (isto é, $t = 0$), no início do modo 2, tem-se:

$$i_2(t) = I_2 e^{-tR/L} - \frac{E}{R}(1 - e^{-tR/L}) \tag{9.13}$$

Esse modo é válido para $0 \leq t \leq t_2 [= (1 - k)T]$. Ao final desse modo, a corrente de carga torna-se

$$i_2(t = t_2) = I_2 \tag{9.14}$$

Ao final do modo 2, o *chopper* é ligado novamente no próximo ciclo após o tempo $T = 1/f = t_1 + t_2$.

Sob condições de regime permanente, $I_1 = I_3$. A ondulação (*ripple*) da corrente de carga de pico a pico pode ser determinada a partir das Eqs. (9.10), (9.11), (9.13) e (9.14). A partir das Eqs. (9.10) e (9.11), I_2 é dado por

$$I_2 = I_1 e^{-kTR/L} + \frac{V_s - E}{R}\left(1 - e^{-kTR/L}\right) \tag{9.15}$$

A partir das Eqs. (9.13) e (9.14), I_3 é dado por

$$I_3 = I_1 = I_2 e^{-(1-k)TR/L} - \frac{E}{R}\left(1 - e^{-(1-k)TR/L}\right) \tag{9.16}$$

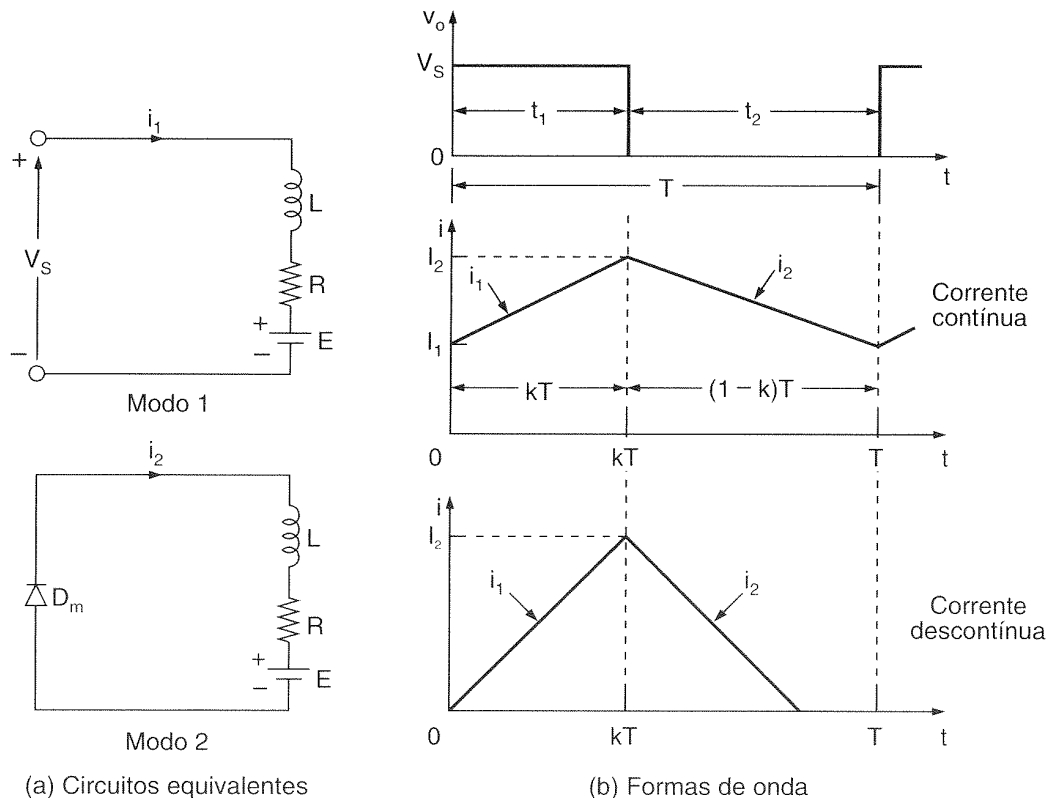
A ondulação de corrente de pico a pico é

$$\Delta I = I_2 - I_1$$

que após as simplificações se torna

$$\Delta I = \frac{V_s}{R}\,\frac{1 - e^{-kTR/L} + e^{-TR/L} - e^{-(1-k)TR/L}}{1 - e^{-TR/L}} \tag{9.17}$$

Figura 9.3

Circuitos equivalentes e formas de onda para cargas *RL*.

A condição para a ondulação máxima,

$$\frac{d(\Delta I)}{dk} = 0 \tag{9.18}$$

dá $e^{-kTR/L} - e^{-(1-k)TR/L} = 0$ ou $-k = -(1 - k)$ ou $k = 0{,}5$. A ondulação de corrente máxima de pico a pico (em $k = 0{,}5$) é

$$\Delta I_{máx} = \frac{V_s}{R} \tanh \frac{R}{4fL} \tag{9.19}$$

para $4fL >> R$. $\tanh \theta \approx \theta$ e a ondulação máxima de corrente pode ser aproximada para

$$\Delta I_{máx} = \frac{V_s}{4fL} \tag{9.20}$$

Nota: As Eqs. (9.9) a (9.20) são válidas apenas para fluxo contínuo de corrente. Para um tempo de bloqueio grande, particularmente em baixa freqüência e baixa tensão de saída, a corrente de carga pode ser descontínua. A corrente de carga seria contínua se $L/R > T$ ou $Lf >> R$. No caso de corrente de carga descontínua, $I_1 = 0$ e a Eq. (9.10) torna-se

$$i_1(t) = \frac{V_s - E}{R}\left(1 - e^{-tR/L}\right)$$

e a Eq. (9.13) é válida para $0 \leq t \leq t_2$ de tal forma que $i_2(t = t_2) = I_3 = I_1 = 0$, que dá

$$t_2 = \frac{L}{R} \ln\left(1 + \frac{RI_2}{E}\right)$$

Exemplo 9.2

Um *chopper* está alimentando uma carga *RL*, como mostrado na Figura 9.2, com $V_s = 220$ V, $R = 5\,\Omega$, $L = 7{,}5$ mH, $f = 1$ kHz, $k = 0{,}5$ e $E = 0$ V. Calcular (a) a corrente de carga instantânea mínima I_1, (b) a corrente de carga instantânea máxima I_2, (c) a ondulação máxima de pico a pico da corrente de carga, (d) o valor médio da corrente de carga I_a, (e) a corrente eficaz da carga I_o, (f) a resistência efetiva de entrada R_i vista pela fonte e (g) a corrente eficaz do *chopper* I_R.

Solução: $V_s = 220$ V, $R = 5\,\Omega$, $L = 7{,}5$ mH, $E = 0$ V, $k = 0{,}5$ e $f = 1000$ Hz. A partir da Eq. (9.15), $I_2 = 0{,}7165\,I_1 + 12{,}473$ e, a partir da Eq. (9.16), $I_1 = 0{,}7165 I_2 + 0$.

(a) Resolvendo essas duas equações, obtém-se $I_1 = 18{,}37$ A.

(b) $I_2 = 25{,}63$ A.

(c) $\Delta I = I_2 - I_1 = 25{,}63 - 18{,}37 = 7{,}26$ A. A partir da Eq. (9.19), $\Delta I_{máx} = 7{,}26$ A e a Eq. (9.20) dá o valor aproximado, $\Delta I_{máx} = 7{,}33$ A.

(d) A corrente média da carga é, aproximadamente,

$$I_a = \frac{I_2 - I_1}{2} = \frac{25{,}63 + 18{,}37}{2} = 22 \text{ A}$$

(e) Supondo que a corrente de carga cresça linearmente de I_1 a I_2, a corrente instantânea da carga pode ser expressa como

$$i_1 = I_1 + \frac{\Delta I\, t}{kT} \qquad \text{para } 0 < t < kT$$

O valor eficaz da corrente de carga pode ser encontrado a partir de

$$I_o = \left(\frac{1}{kT}\int_0^{kT} i_1^2\, dt\right)^{1/2} = \left[I_1^2 + \frac{(I_2 - I_1)^2}{3} + I_1(I_2 - I_1)\right]^{1/2}$$

$$= 22{,}1 \text{ A} \tag{9.21}$$

(f) A corrente média da fonte é

$$I_s = kI_a = 0{,}5 \times 22 = 11 \text{ A}$$

e a resistência efetiva de entrada $R_i = V_s/I_s = 220/11 = 20\,\Omega$.

(g) A corrente eficaz do *chopper* pode ser encontrada a partir de

$$I_R = \left(\frac{1}{T}\int_0^{kT} i_1^2\, dt\right)^{1/2} = \sqrt{k}\left[I_1^2 + \frac{(I_2 - I_1)^2}{3} + I_1(I_2 - I_1)\right]^{1/2}$$

$$= \sqrt{k}\, I_o = \sqrt{0{,}5} \times 22{,}1 = 15{,}63 \text{ A} \tag{9.22}$$

Exemplo 9.3

O *chopper* da Figura 9.2 tem uma resistência de carga $R = 0{,}25\,\Omega$, tensão de entrada $V_s = 550$ V e tensão da bateria $E = 0$ V. A corrente média da carga $I_a = 200$ A e a freqüência de operação $f = 250$ Hz. Utilizar a tensão média de saída para calcular a indutância da carga L, que limitaria a ondulação máxima da corrente de carga a 10% de I_a.

Solução: $V_s = 550\text{ V}$, $R = 0{,}25\ \Omega$, $E = 0\text{ V}$, $f = 250\text{ Hz}$, $T = 1/f = 0{,}004\text{ s}$ e $i = 200 \times 0{,}1 = 20\text{ A}$. A tensão média de saída $V_a = kV_s = RI_a$. A tensão sobre o indutor é dada por

$$L\frac{di}{dt} = V_s - RI_a = V_s - kV_s = V_s(1-k)$$

Se a corrente de carga for considerada com um crescimento linear, $dt = t_1 = kT$ e $di = \Delta i$:

$$\Delta i = \frac{V_s(1-k)}{L}\,kT$$

Para o pior caso as condições de ondulação são

$$\frac{d(\Delta i)}{dk} = 0$$

Isso dá $k = 0{,}5$ e

$$\Delta i\,L = 20 \times L = 550(1-0{,}5) \times 0{,}5 \times 0{,}004$$

e o valor necessário de indutância é $L = 27{,}5\text{ mH}$.

9.4 PRINCÍPIO DA OPERAÇÃO ELEVADORA (*STEP-UP*)

Um *chopper* pode ser utilizado para elevar uma tensão CC e um arranjo para essa operação elevadora é mostrado na Figura 9.4a. Quando a chave CH é fechada por um tempo t_1, a corrente no indutor L cresce e é armazenada energia nele. Se a chave for aberta pelo tempo t_2, a energia armazenada no indutor será transferida para a carga através do diodo D_1 e a corrente no indutor cairá. Supondo um fluxo contínuo de corrente, a forma de onda para a corrente no indutor é mostrada na Figura 9.4b.

Quando a chave do *chopper* conduz, a tensão sobre o indutor é

$$v_L = L\frac{di}{dt}$$

e isso dá a ondulação de pico a pico da corrente no indutor como

$$\Delta I = \frac{V_s}{L}\,t_1 \tag{9.23}$$

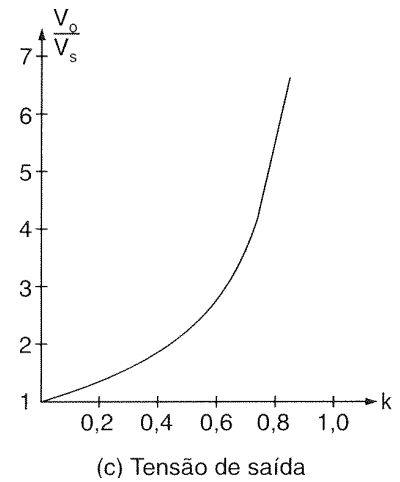
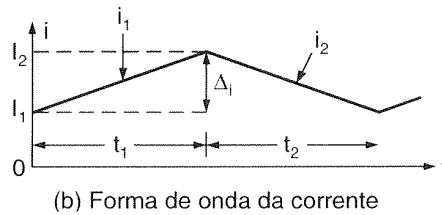
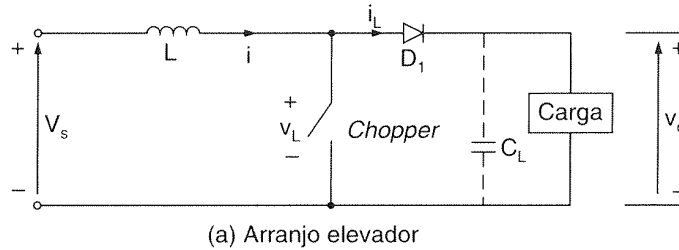
A tensão instantânea de saída é

$$v_o = V_s + L\frac{\Delta I}{t_2} = V_s\left(1 + \frac{I_1}{I_2}\right) = V_s\frac{1}{1-k} \tag{9.24}$$

Figura 9.4

Arranjo para uma operação elevadora.

(a) Arranjo elevador

(b) Forma de onda da corrente

(c) Tensão de saída

Se um capacitor grande C_L for conectado em paralelo com a carga, como mostrado pelas linhas pontilhadas da Figura 9.4a, a tensão de saída será contínua e v_o será o valor médio V_a. Pode-se notar, a partir da Eq. (9.24), que a tensão sobre a carga pode ser elevada, variando-se o ciclo de trabalho k, e a tensão mínima de saída é V_s quando $k = 0$. Entretanto, a chave do *chopper* não pode conduzir continuamente de tal forma que $k = 1$. Para valores de k tendendo à unidade, a tensão de saída torna-se muito grande e muito sensível a variações em k, como mostrado na Figura 9.4c.

Esse princípio pode ser aplicado para transferir energia de uma fonte de tensão para uma outra, como mostrado na Figura 9.5a. Os circuitos equivalentes para os modos de operação são mostrados na Figura 9.5b e as formas de onda de corrente, na Figura 9.5c. A corrente no indutor para o modo 1 é dada por

$$V_s = L\frac{di_1}{dt}$$

e é expressa como

$$i_1(t) = \frac{V_s}{L}t + I_1 \tag{9.25}$$

onde I_1 é a corrente inicial para o modo 1. Durante o modo 1, a corrente tem de crescer e a condição necessária é

$$\frac{di_1}{dt} > 0 \qquad \text{ou} \qquad V_s > 0$$

A corrente para o modo 2 é dada por

$$V_s = L\frac{di_2}{dt} + E$$

e é resolvida como

$$i_2(t) = \frac{V_s - E}{L}t + I_2 \tag{9.26}$$

onde I_2 é a corrente inicial para o modo 2. Para um sistema estável, a corrente tem de cair e a condição é

$$\frac{di}{dt} > 0 \qquad \text{ou} \qquad V_s > 0$$

Se essa condição não for satisfeita, a corrente no indutor continuará a crescer e uma situação instável ocorrerá. Portanto, as condições para a transferência controlável de potência são

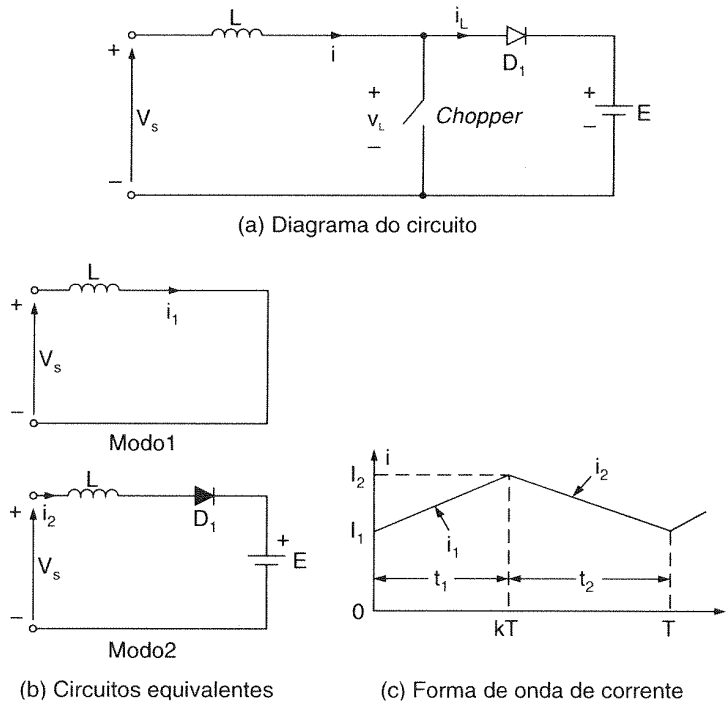
$$0 < V_s < E \tag{9.27}$$

A Eq. (9.27) indica que a fonte de tensão V_s tem de ser menor que a tensão E para permitir a transferência de potência de uma fonte fixa (ou variável) para uma de tensão CC fixa. Na frenagem elétrica de máquinas de corrente contínua, onde estas operam como geradores CC, a tensão nos terminais cai à medida que a velocidade da máquina diminui. O *chopper* permite a transferência de potência para uma fonte de tensão CC fixa ou um reostato.

Quando a chave do *chopper* é ligada, a energia é transferida da fonte de tensão V_s para o indutor L. Se a chave do *chopper* for desligada, a energia armazenada no indutor será forçada para a bateria E.

Nota: Sem a ação de um *chopper* desse tipo, v_s tem de ser muito maior que E para transferir energia de V_s para E.

Figura 9.5

Arranjo para transferência de energia.

9.5 PARÂMETROS DE PERFORMANCE

Os dispositivos semicondutores de potência requerem um tempo mínimo para entrar em condução e em corte. Portanto, o ciclo de trabalho k pode ser controlável apenas entre um valor mínimo $k_{mín}$ e máximo $k_{máx}$, limitando dessa maneira os valores máximo e mínimo da tensão de saída. A freqüência de chaveamento do *chopper* também é limitada. Pode-se observar, a partir da Eq. (9.20), que a ondulação da corrente de carga depende inversamente da freqüência de operação do *chopper f*. A freqüência deve ter um valor o mais elevado possível para reduzir a ondulação da corrente de carga e minimizar o tamanho de qualquer indutor adicional em série, no circuito da carga.

9.6 CLASSIFICAÇÃO DOS *CHOPPERS*

O *chopper* abaixador na Figura 9.1a permite fluxo de potência apenas da fonte de alimentação para a carga e é referido como um *chopper* classe A. Dependendo dos sentidos dos fluxos da corrente e da tensão, os *choppers* podem ser classificados em cinco tipos: *chopper* classe A; *chopper* classe B; *chopper* classe C; *chopper* classe D; *chopper* classe E.

***Chopper* classe A.** A corrente de carga flui "para dentro" da carga. Ambas, a tensão e a corrente da carga, são positivas, como mostrado na Figura 9.6a. Esse é um *chopper* de um quadrante e diz-se que ele opera como um retificador. As equações nas Seções 9.2 e 9.3 podem ser aplicadas para avaliar a performance de um *chopper* A.

***Chopper* classe B.** A corrente de carga flui "para fora" da carga. A tensão da carga é positiva, mas a corrente é negativa, como mostrado na Figura 9.6b. Esse também é um *chopper* de um quadrante, mas opera no segundo quadrante, e diz-se que ele opera como um inversor. Um *chopper* classe B é mostrado na Figura 9.7a, onde a bateria E é uma parte da carga, podendo ser a força contra-eletromotriz (fcem) de uma máquina de corrente contínua.

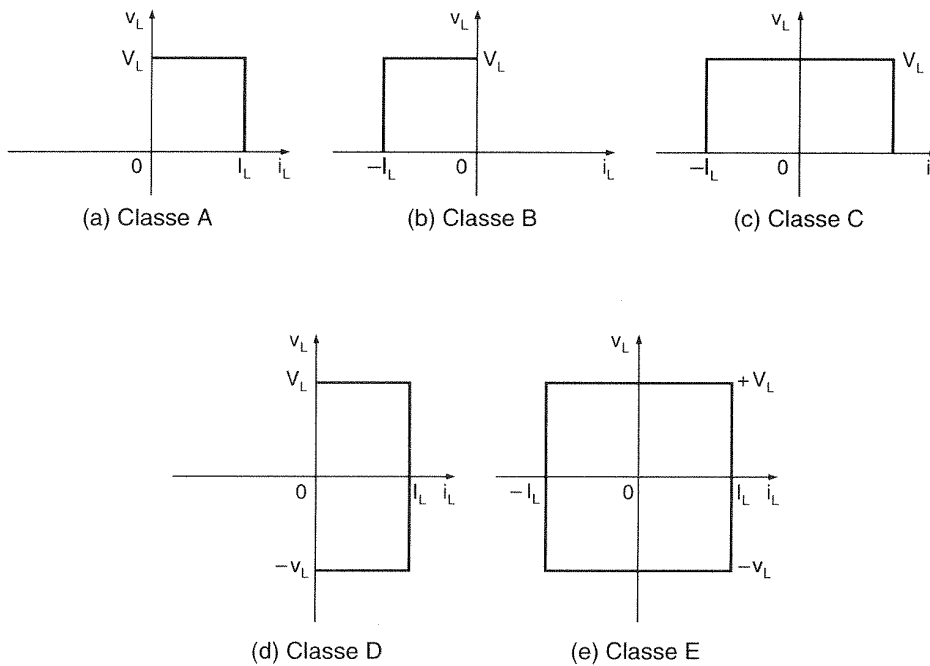



Figura 9.6 Classificação dos *choppers*.

Quando a chave CH_1 é ligada, a tensão E fornece corrente ao indutor L e a tensão da carga v_L torna-se zero. A tensão instantânea da carga v_L e a corrente da carga i_L são mostradas na Figura 9.7b e c, respectivamente. A corrente i_L, que cresce, é descrita por

$$0 = L\frac{di_L}{dt} + Ri_L + E$$

que, com a condição inicial $i_L(t = 0) = I_1$, dá

$$i_L = I_1 e^{-(R/L)t} - \frac{E}{R}(1 - e^{-(R/L)t}) \qquad \text{para } 0 \leq t \leq kT \tag{9.28}$$

Em $t = t_1$,

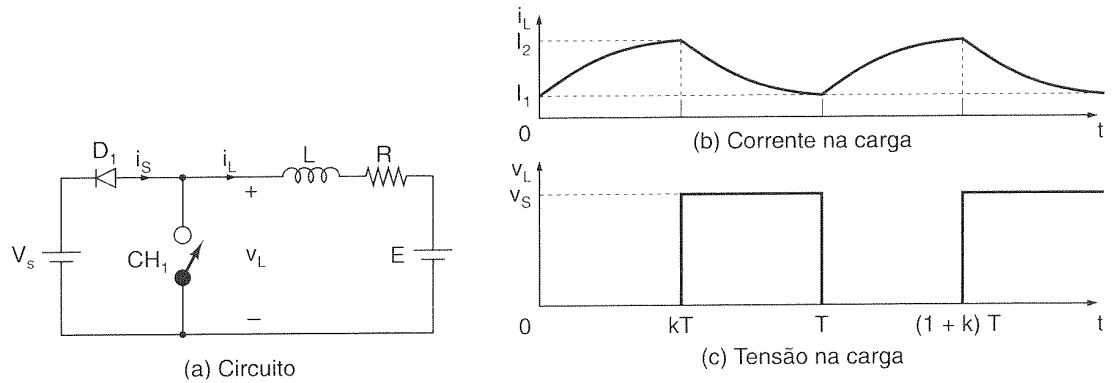
$$i_L(t = t_1 = kT) = I_2$$

Figura 9.7

Chopper classe B.

(a) Circuito

(b) Corrente na carga

(c) Tensão na carga

Quando a chave CH_1 é desligada, a energia armazenada no indutor L é devolvida à fonte V_s através do diodo D_1. A corrente de carga i_L cai. Redefinindo a origem de tempo $t = 0$, a corrente de carga i_L é descrita como

$$V_s = L\frac{di_L}{dt} + Ri_L + E$$

que, com a condição inicial $i(t = t_2) = I_2$, dá

$$i_L = I_2 e^{-(R/L)t} + \frac{V_s - E}{R}(1 - e^{-(R/L)t}) \qquad \text{para } 0 \le t \le t_2 \tag{9.29}$$

em que $t_2 = (1 - k)T$. Em $t = t_2$,

$$i_L(t = t_2) = I_1 \quad \text{para corrente contínua em regime permanente;}$$
$$= 0 \quad \text{para corrente descontínua em regime permanente.}$$

***Chopper* classe C.** A corrente da carga é tanto positiva quanto negativa, como mostrado na Figura 9.6c. A tensão da carga é sempre positiva. Este é conhecido como um *chopper de dois quadrantes*. Os *choppers* classes A e B podem ser combinados para formar um *chopper* classe C, como mostrado na Figura 9.8. CH_1 e D_2 operam como um *chopper* classe A. CH_2 e D_1 operam como um *chopper* classe B. Deve-se tomar muito cuidado para assegurar que as duas chaves não sejam ligadas ao mesmo tempo; de outro modo, a tensão de alimentação V_s será curto-circuitada. Um *chopper* classe C pode operar como retificador ou inversor.

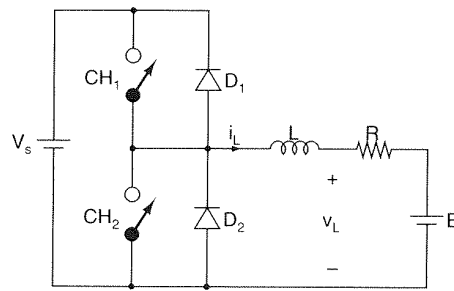



Figura 9.8

Chopper classe C.

***Chopper* classe D.** A corrente da carga é sempre positiva. A tensão da carga é tanto positiva quanto negativa, como mostrado na Figura 9.6d. Um *chopper* classe D também pode operar como retificador ou inversor, como mostrado na Figura 9.9. Se CH_1 e CH_4 forem ligadas, v_L e i_L se tornarão positivas. Se CH_1 e CH_4 forem desligadas, a corrente da carga i_L será positiva e continuará a fluir por uma carga altamente indutiva. Os diodos D_2 e D_3 fornecem um caminho para a corrente de carga e v_L será invertida.

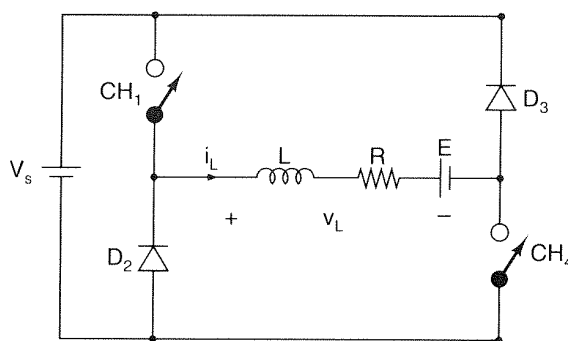
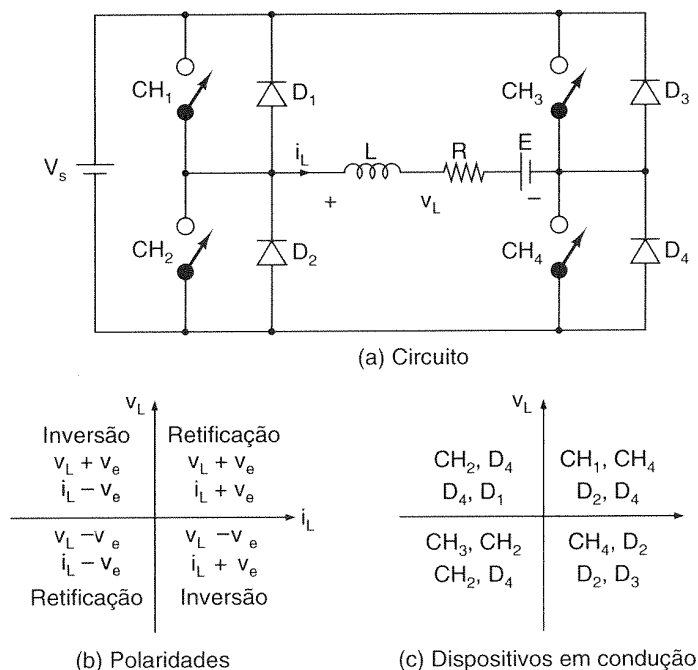



Figura 9.9

Chopper classe D.

***Chopper* classe E.** A corrente da carga é tanto positiva quanto negativa, como mostrado na Figura 9.6e. A tensão da carga também é tanto positiva quanto negativa. Este é conhecido como um *chopper de quatro quadrantes*. Dois *choppers* classe C podem ser combinados para formar um *chopper* classe E, como mostrado na Figura 9.10a. As polaridades da tensão e da corrente da carga são mostradas na Figura 9.10b. Os dispositivos que estão operando (conduzindo) nos diferentes quadrantes são mostrados na Figura 9.10c. Para a operação no quarto quadrante, o sentido da bateria E tem de ser invertido. Esse *chopper* é a base para o inversor monofásico em ponte da Seção 10.4.

Figura 9.10

Chopper classe E.

9.7 REGULADORES CHAVEADOS

Os *choppers* CC podem ser utilizados como reguladores chaveados (ou de modo chaveado; do inglês *switching-mode regulators*) para converter uma tensão CC, em geral não-regulada, em uma tensão CC regulada de saída. A regulação normalmente é conseguida por modulação em largura de pulsos a uma freqüência fixa, sendo o dispositivo de chaveamento na maioria das vezes um BJT, MOSFET ou IGBT de potência. Os elementos de um regulador chaveado são mostrados na Figura 9.11a. Pode-se notar, a partir da Figura 9.1b, que a saída de um *chopper* CC com carga resistiva é descontínua e contém harmônicos. O conteúdo de ondulação normalmente é reduzido por um filtro *LC*.

Os reguladores chaveados são fornecidos comercialmente como circuitos integrados. O projetista pode selecionar a freqüência de chaveamento escolhendo os valores de *R* e *C* do oscilador. Como uma regra prática, para maximizar a eficiência, o período mínimo do oscilador deve ser aproximadamente 100 vezes maior que o tempo de chaveamento do transistor; por exemplo, se o transistor tiver um tempo de chaveamento de 0,5 μs, o período do oscilador deverá ser de 50 μs, o que dará uma freqüência máxima do oscilador de 20 kHz. Essa limitação deve-se às perdas de chaveamento no transistor, as quais aumentam com a freqüência de chaveamento, resultando na diminuição da eficiência. Além disso, as perdas no núcleo dos indutores limitam a operação em freqüências elevadas. A tensão de controle v_c pode ser obtida comparando-se a tensão de saída com seu valor desejado; v_c pode ser comparado com uma tensão dente-de-serra v_r para gerar o sinal de controle PWM para o *chopper*. Isso é mostrado na Figura 9.11b. Há quatro topologias básicas de reguladores de chaveamento:

1. reguladores *buck*[1];
2. reguladores *boost*;
3. reguladores *buck-boost*;
4. reguladores *Cúk*.

(a) Diagrama em blocos

(b) Sinais de controle

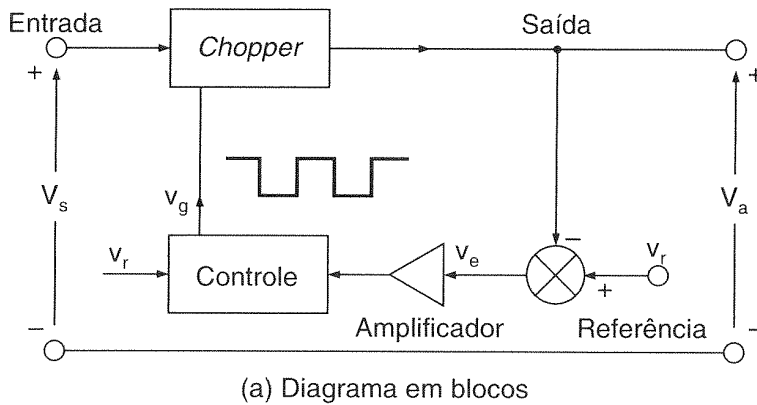
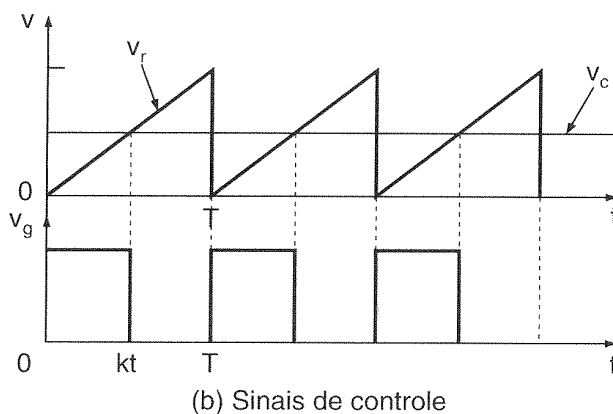



Figura 9.11

Elementos dos reguladores chaveados.

9.7.1 Reguladores *Buck*

Em um regulador *buck*, a tensão média de saída V_a é menor que a tensão de entrada V_s – daí, o nome *buck*, um regulador muito popular. O diagrama do circuito de um regulador *buck* usando um BJT de potência é mostrado na Figura 9.12a, e esse é como um *chopper* abaixador. A operação do circuito pode ser dividida em dois modos. O modo 1 inicia-se quando o transistor Q_1 é ligado em $t = 0$. A corrente de entrada, que cresce, flui através do indutor de filtro L, do capacitor de filtro C e do resistor de carga R. O modo 2 inicia-se quando o transistor Q_1 é desligado em $t = t_1$. O diodo de comutação D_m conduz devido à energia armazenada no indutor e a corrente no indutor continua a fluir através de L,

1 N. T.: Os termos *buck, boost e flyback* são utilizados na nossa literatura, em inglês.

C, carga e diodo D_m. A corrente no indutor cai até que o transistor Q_1 conduza novamente, no próximo ciclo. Os circuitos equivalentes para os modos de operação são mostrados na Figura 9.12b. As formas de onda para as tensões e correntes são mostradas na Figura 9.12c para um fluxo contínuo de corrente no indutor L. Dependendo da freqüência de chaveamento, indutância e capacitância de filtro, a corrente no indutor pode ser descontínua.

A tensão sobre o indutor L é, em geral,

$$e_L = L \frac{di}{dt}$$

Supondo que a corrente no indutor cresça linearmente de I_1 a I_2 no tempo t_1,

$$V_s - V_a = L \frac{I_2 - I_1}{t_1} = L \frac{\Delta I}{t_1} \tag{9.30}$$

ou

$$t_1 = \frac{\Delta I \, L}{V_s - V_a} \tag{9.31}$$

e a corrente no indutor caia linearmente de I_2 a I_1 no tempo t_2,

$$-V_a = -L \frac{\Delta I}{t_2} \tag{9.32}$$

ou

$$t_2 = \frac{\Delta I \, L}{V_a} \tag{9.33}$$

onde $\Delta I = I_2 - I_1$ é a ondulação de corrente do indutor L de pico a pico. Encontrando o valor de ΔI nas Eqs. (9.30) e (9.32), obtém-se

$$\Delta I = \frac{(V_s - V_a)\, t_1}{L} = \frac{V_a \, t_2}{L}$$

Substituindo $t_1 = kT$ e $t_2 = (1 - k)T$, obtém-se a tensão média de saída como

$$V_a = V_s \frac{t_1}{T} = kV_s \tag{9.34}$$

Supondo um circuito sem perdas, $V_s I_s = V_a I_a = kV_s I_a$ e a corrente média de entrada

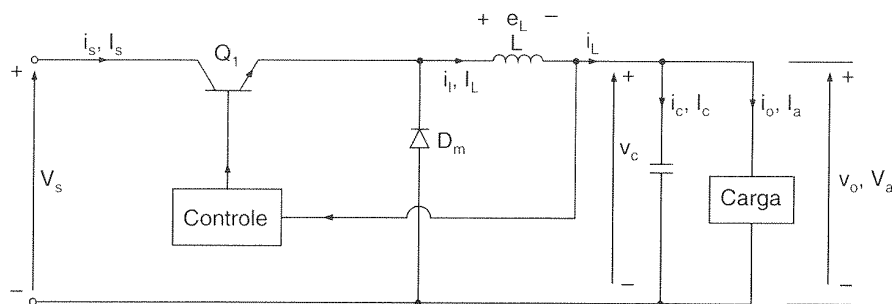
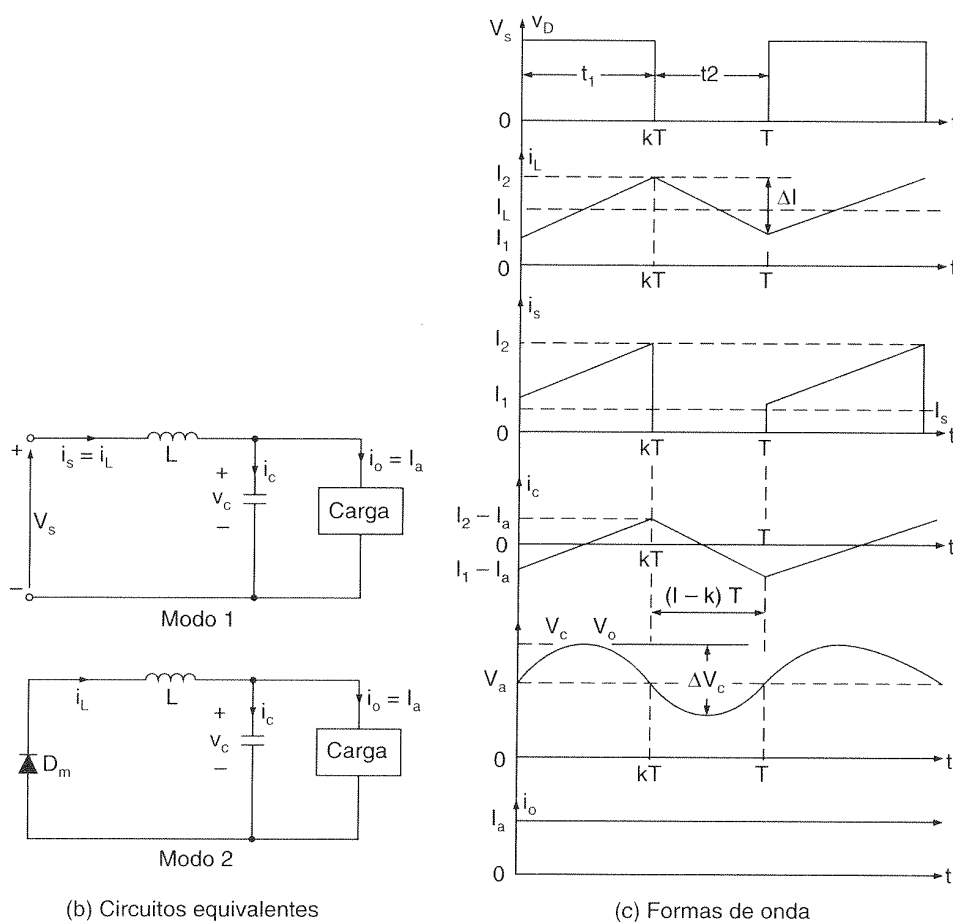
$$I_s = kI_a \tag{9.35}$$

(a) Diagrama do circuito

Figura 9.12

Regulador *buck* com corrente i_L contínua.

(b) Circuitos equivalentes

(c) Formas de onda

O período de chaveamento T pode ser expresso como

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I\, L}{V_s - V_a} + \frac{\Delta I\, L}{V_a} = \frac{\Delta I\, L V_s}{V_a(V_s - V_a)} \tag{9.36}$$

que dá a ondulação de corrente de pico a pico como

$$\Delta L = \frac{V_a(V_s - V_a)}{fLV_s} \tag{9.37}$$

ou

$$\Delta I = \frac{V_s k\,(1 - k\,)}{fL} \tag{9.38}$$

Utilizando a lei de Kirchhoff das correntes, podemos escrever a corrente no indutor i_L como

$$i_L = i_c + i_o$$

Se for considerado que a ondulação da corrente de carga Δi_o é muito pequena e, dessa forma, desprezível, $\Delta i_L = \Delta i_c$. A corrente média no capacitor, que flui por $t_1/2 + t_2/2 = T/2$, é

$$I_c = \frac{\Delta I}{4}$$

A tensão no capacitor é expressa como

$$v_c = \frac{1}{C}\ i_c\,dt + v_c(t = 0)$$

e a ondulação de tensão do capacitor de pico a pico é

$$\Delta V_c = v_c - v_c(t = 0) = \frac{1}{C}\int_0^{T/2} = \frac{\Delta I}{4}\,dt = \frac{\Delta I\,T}{8C} = \frac{\Delta I}{8fC} \tag{9.39}$$

Substituindo o valor de ΔI a partir da Eq. (9.37) ou (9.38) na Eq. (9.39), obtém-se

$$\Delta V_c = \frac{V_a(V_s - V_a)}{8LCf^2 V_s} \tag{9.40}$$

ou

$$\Delta V_c = \frac{V_s k (1 - k)}{8LCf^2} \tag{9.41}$$

Os reguladores *buck* requerem apenas um transistor, são simples e têm eficiência elevada, maior que 90%. O di/dt da corrente de carga é limitado pelo indutor L. Entretanto, a corrente de entrada é descontínua e um filtro de alisamento de entrada normalmente é requerido. Ele fornece uma polaridade da tensão de saída e a corrente de saída é unidirecional. Ele requer um circuito de proteção em caso de possível curto-circuito através do caminho do diodo.

Exemplo 9.4

O regulador *buck* da Figura 9.12a tem uma tensão de entrada de $V_s = 12$ V. A tensão média requerida de saída é $V_a = 5$ V e a ondulação da tensão de saída de pico a pico é 20 mV. A freqüência de chaveamento é 25 kHz. Se a ondulação da corrente do indutor for limitada a 0,8 A de pico a pico, determinar (a) o ciclo de trabalho k, (b) a indutância de filtro L e (c) o capacitor de filtro C.

Solução: $V_s = 12$ V, $\Delta V_c = 20$ mV, $\Delta I = 0{,}8$ A, $f = 25$ kHz e $V_a = 5$ V.

(a) A partir da Eq. (9.34), $V_a = kV_s$ e $k = V_a/V_s = 5/12 = 0{,}4167 = 41{,}67\%$.

(b) A partir da Eq. (9.37),

$$L = \frac{5(12 - 5)}{0{,}8 \times 25000 \times 12} = 145{,}83\,\mu\text{H}$$

(c) A partir da Eq. (9.39),

$$C = \frac{0{,}8}{8 \times 20 \times 10^{-3} \times 25000} = 200\,\mu\text{F}$$

9.7.2 Reguladores *Boost*

Em um regulador *boost*, a tensão de saída é maior que a tensão de entrada – daí o nome *boost*. Um regulador *boost* usando um MOSFET de potência é mostrado na Figura 9.13a. A operação do circuito pode ser dividida em dois modos. O modo 1 inicia-se quando o transistor M_1 entra em condução em $t = 0$. A corrente de entrada, que cresce, flui através do indutor L e do transistor Q_1. O modo 2 inicia-se quando o transistor M_1 é desligado, em $t = t_1$. A corrente que estava fluindo através do transistor fluirá agora por L, C, carga e o diodo D_m. A corrente do indutor cai até que o transistor M_1 entre novamente em condução, no próximo ciclo. A energia armazenada no indutor L é transferida para a carga. Os circuitos equivalentes para os modos de operação são mostrados na Figura 9.13b. As formas de onda para as tensões e correntes são mostradas na Figura 9.13c para uma corrente contínua na carga.

Supondo que a corrente no indutor cresça linearmente de I_1 a I_2 no tempo t_1,

$$V_s = L \frac{I_2 - I_1}{t_1} = L \frac{\Delta I}{t_1} \tag{9.42}$$

ou

$$t_1 = \frac{\Delta I \, L}{V_s} \tag{9.43}$$

e a corrente no indutor caia linearmente de I_2 a I_1 no tempo t_2,

$$V_s - V_a = -L \frac{\Delta I}{t_2} \tag{9.44}$$

ou

$$t_2 = \frac{\Delta I \, L}{V_a - V_s} \tag{9.45}$$

onde $\Delta I = I_2 - I_1$ é a ondulação da corrente no indutor L de pico a pico. A partir das Eqs. (9.42) e (9.44),

$$\Delta I = \frac{V_s \, t_1}{L} = \frac{(V_a - V_s) \, t_2}{L}$$

Substituindo $t_1 = kT$ e $t_2 = (1 - k)T$ obtém-se a tensão média de saída,

$$V_a = V_s \frac{T}{t_2} = \frac{V_s}{1 - k} \tag{9.46}$$

Supondo um circuito sem perdas, $V_s I_s = V_a I_a = V_s I_a/(1 - k)$ e a corrente média de entrada é

$$I_s = \frac{I_a}{1 - k} \tag{9.47}$$

O período de chaveamento T pode ser encontrado a partir de

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I \, L}{V_s} + \frac{\Delta I \, L}{V_a - V_s} = \frac{\Delta I \, L V_a}{V_s(V_a - V_s)} \tag{9.4}$$

(a) Diagrama do circuito

(b) Circuitos equivalentes

(c) Formas de onda

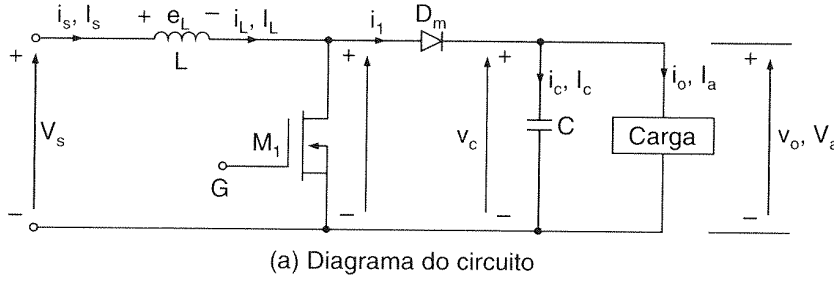
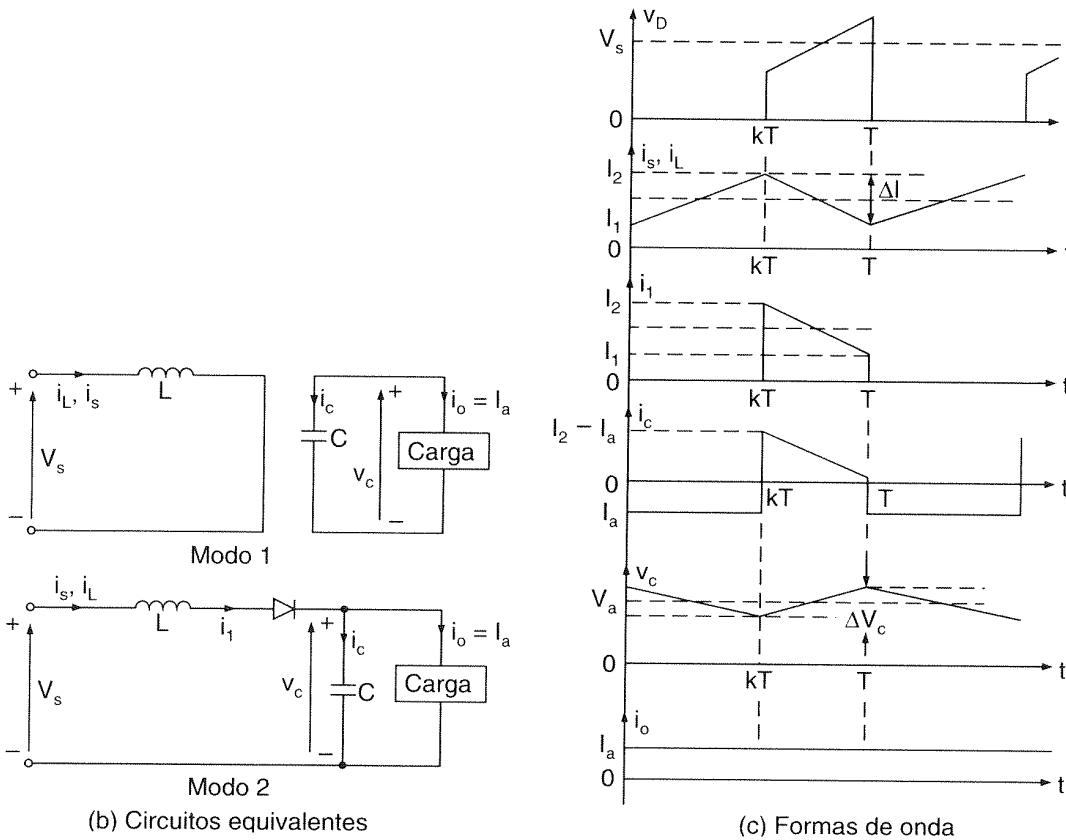



Figura 9.13

Regulador *boost* com i_L contínua.

e isso dá a ondulação de corrente de pico a pico.

$$\Delta I = \frac{V_S(V_a - V_S)}{f L V_a} \tag{9.49}$$

ou

$$\Delta I = \frac{V_S k}{fL} \tag{9.50}$$

Quando o transistor está conduzindo, o capacitor fornece a corrente de carga por $t = t_1$. A corrente média no capacitor durante o tempo t_1 é $I_c = I_a$ e a ondulação de tensão do capacitor, de pico a pico, é

$$\Delta V_c = v_c - v_c(t = 0) = \frac{1}{C}\int_0^{t_1} I_c\,dt = \frac{1}{C}\int_0^{t_1} I_a = \frac{I_a t_1}{C} \tag{9.51}$$

A Eq. (9.46) dá $t_1 = (V_a - V_s)/(V_a f)$ e, substituindo t_1 na Eq. (9.51), obtém-se

$$\Delta V_c = \frac{I_a(V_a - V_s)}{V_a f C} \tag{9.52}$$

ou

$$\Delta V_c = \frac{I_a k}{fC} \tag{9.53}$$

Um regulador *boost* pode elevar a tensão de saída sem um transformador. Devido ao único transistor, ele tem uma eficiência elevada. A corrente de entrada é contínua. Entretanto, um alto pico de corrente tem de fluir através do transistor de potência. A tensão de saída é muito sensível a variações no ciclo de trabalho k e pode ser difícil estabilizar o regulador. A corrente média de saída é menor que a corrente média do indutor por um fator de $(1 - k)$ e uma corrente eficaz muito mais elevada flui através do capacitor de filtro, resultando na utilização de um capacitor e um indutor de filtro maiores que aqueles de um regulador *buck*.

Exemplo 9.5

O regulador *boost* da Figura 9.13a tem uma tensão de entrada de $V_s = 5$ V. A tensão média de saída $V_a = 15$ V e a corrente média da carga $I_a = 0{,}5$ A. A freqüência de chaveamento é 25 kHz. Se $L = 150\,\mu$H e $C = 220\,\mu$F, determinar (a) o ciclo de trabalho k, (b) a ondulação de corrente do indutor ΔI, (c) a corrente máxima do indutor I_2 e (d) a tensão de ondulação do capacitor de filtro ΔV_c.

Solução: $V_s = 5$ V, $V_a = 15$ V, $f = 25$ kHz, $L = 150\,\mu$H e $C = 220\,\mu$F.

(a) A partir da Eq. (9.46), $15 = 5/(1 - k)$ ou $k = 2/3 = 0{,}6667 = 66{,}67\%$.

(b) A partir da Eq. (9.49),

$$\Delta I = \frac{5 \times (15 - 5)}{25000 \times 150 \times 10^{-6} \times 15} = 0{,}89\text{ A}$$

(c) A partir da Eq. (9.47), $I_s = 0{,}5/(1 - 0{,}667) = 1{,}5$ A e a corrente máxima no indutor é

$$I_2 = I_s + \frac{\Delta I}{2} = 1{,}5 + \frac{0{,}89}{2} = 1{,}945\text{ A}$$

(d) A partir da Eq. (9.53),

$$\Delta V_c = \frac{0{,}5 \times 0{,}6667}{25000 \times 220 \times 10^{-6}} = 60{,}61 \text{ mV}$$

9.7.3 Reguladores *Buck-Boost*

Um regulador *buck-boost* fornece uma tensão de saída que pode ser menor ou maior que a tensão de entrada – daí o nome *buck-boost*; a polaridade da tensão de saída é oposta à da tensão de entrada. Esse regulador também é conhecido como *regulador inversor*. O arranjo do circuito de um regulador *buck-boost* é mostrado na Figura 9.14a.

A operação do circuito pode ser dividida em dois modos. Durante o modo 1, o transistor Q_1 conduz e o diodo D_m está reversamente polarizado. A corrente de entrada, que cresce, flui através do indutor L e do transistor Q_1. Durante o modo 2, o transistor Q_1 é desligado e a corrente, que estava fluindo através do indutor L, flui agora através de L, C, D_m e carga. A energia armazenada no indutor L é transferida para a carga e a corrente no indutor cai até que o transistor Q_1 conduza novamente, no próximo ciclo. Os circuitos equivalentes para os modos são mostrados na Figura 9.14b. As formas de onda para as tensões e correntes em regime permanente do regulador *buck-boost* são mostradas na Figura 9.14c para uma corrente de carga contínua.

Supondo que a corrente no indutor cresça linearmente de I_1 a I_2 no tempo t_1,

$$V_s = L \frac{I_2 - I_1}{t_1} = L \frac{\Delta I}{t_1} \tag{9.54}$$

ou

$$t_1 = \frac{\Delta I \, L}{V_s} \tag{9.55}$$

e a corrente no indutor caia linearmente de I_2 a I_1 no tempo t_2,

$$V_a = -L \frac{\Delta I}{t_2} \tag{9.56}$$

ou

$$t_2 = \frac{-\Delta I \, L}{V_a} \tag{9.57}$$

onde $\Delta I = I_2 - I_1$ é a ondulação, de pico a pico, da corrente no indutor L. A partir das Eqs. (9.54) e (9.56),

$$\Delta I = \frac{V_s t_1}{L} = \frac{-V_a t_2}{L}$$

Substituindo $t_1 = kT$ e $t_2 = (1 - k)T$, a tensão média de saída é

$$V_a = -\frac{V_s k}{1 - k} \tag{9.58}$$

Supondo um circuito sem perdas, $V_s I_s = -V_a I_a = V_s I_a k/(1 - k)$ e a corrente média de entrada I_s é relacionada com a corrente média de saída I_a por

$$I_s = \frac{I_a k}{1 - k} \tag{9.59}$$

O período de chaveamento T pode ser encontrado a partir de

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I\, L}{V_s} - \frac{\Delta I\, L}{V_a} = \frac{\Delta I\, L\,(V_a - V_s)}{V_s\, V_a} \tag{9.60}$$

e isso dá a ondulação de corrente de pico a pico,

$$\Delta I = \frac{V_s\, V_a}{fL\,(V_a - V_s)} \tag{9.61}$$

ou

$$\Delta I = \frac{V_s k}{fL} \tag{9.62}$$

Quando o transistor Q_1 está conduzindo, o capacitor de filtro fornece a corrente de carga por $t = t_1$. A corrente média de descarga do capacitor é $I_c = I_a$ e a tensão de ondulação do capacitor, de pico a pico, é

$$\Delta V_c = \frac{1}{C}\int_0^{t_1} I_c\, dt = \frac{1}{C}\int_0^{t_1} dt = \frac{I_a t_1}{C} \tag{9.63}$$

A Eq. (9.58) dá $t_1 = V_a/[(V_a - V_s)f]$ e a Eq. (9.63) torna-se

$$\Delta V_c = \frac{I_a V_a}{(V_a - V_s) f C} \tag{9.64}$$

ou

$$\Delta V_c = \frac{I_a k}{f C} \tag{9.65}$$

Um regulador *buck-boost* fornece polaridade inversa da tensão de saída sem um transformador. Ele tem eficiência elevada. Sob condição de falta do transistor, o di/dt da corrente de falta é limitado pelo indutor L e será V_s/L. A proteção de curto-circuito de saída é fácil de ser implementada. Entretanto, a corrente de entrada é descontínua e um pico de corrente elevada flui através do transistor Q_1.

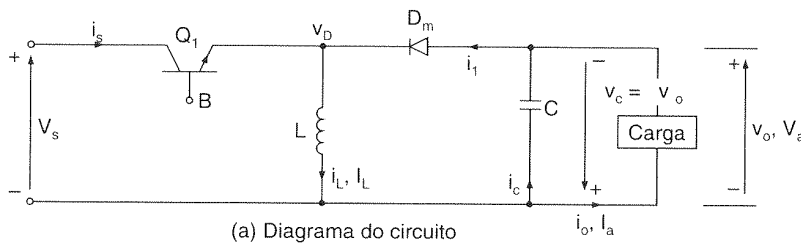
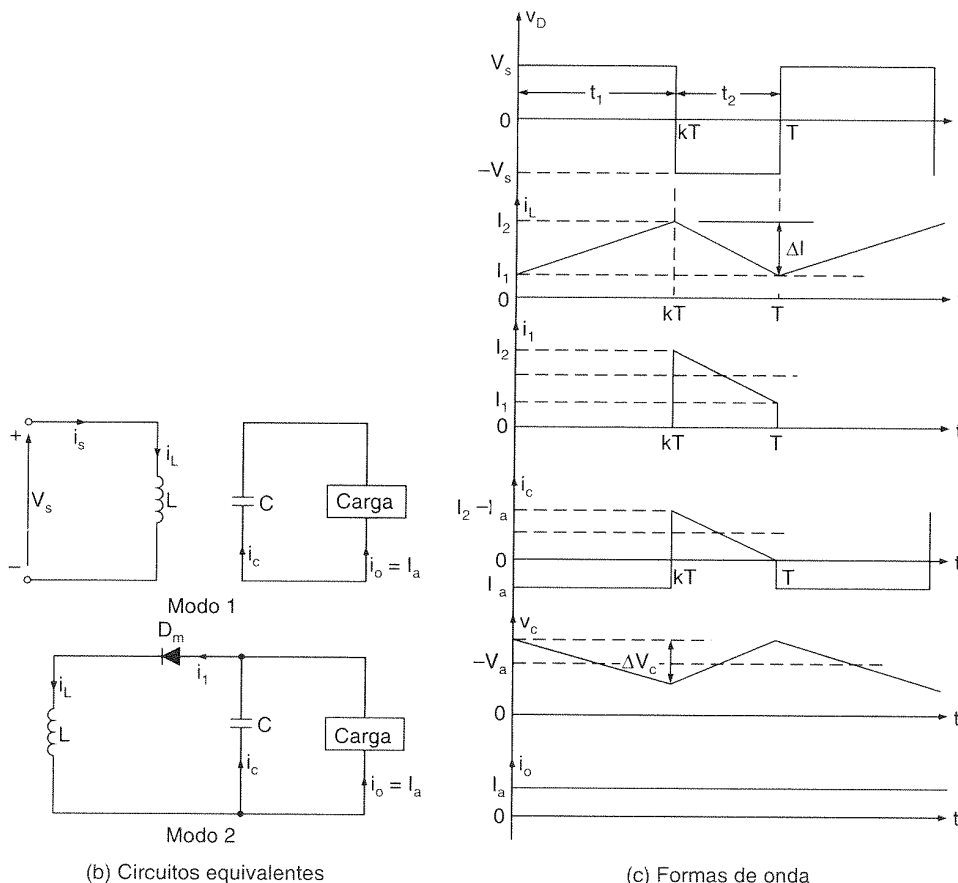



Figura 9.14

Regulador *buck-boost* com corrente i_L contínua.

Exemplo 9.6

O regulador *buck-boost* da Figura 9.14a tem uma tensão de entrada de $V_s = 12$ V. O ciclo de trabalho é $k = 0{,}25$ e a freqüência de chaveamento é 25 kHz. A indutância $L = 150\,\mu$H e a capacitância $C = 220\,\mu$F. A corrente média na carga é $I_a = 1{,}25A$. Determinar (a) a tensão média de saída V_a; (b) a ondulação da tensão de saída de pico a pico ΔV_c; (c) a ondulação da corrente no indutor, de pico a pico, ΔI; e (d) a corrente máxima do transistor I_p.

Solução: $V_s = 12$ V, $k = 0{,}25$, $I_a = 1{,}25$ A, $f = 25$ kHz, $L = 150\,\mu$H e $C = 220\,\mu$F.

(a) A partir da Eq. (9.58), $V_a = -12 \times 0{,}25/(1 - 0{,}25) = -4$ V.

(b) A partir da Eq. (9.65), a ondulação da tensão de saída, de pico a pico, é

$$\Delta V_c = \frac{1{,}25 \times 0{,}25}{25000 \times 220 \times 10^{-6}} = 56{,}8\,\text{mV}$$

(c) A partir da Eq. (9.62), a ondulação da corrente no indutor, de pico a pico, é

$$\Delta I = \frac{12 \times 0{,}25}{25000 \times 150 \times 10^{-6}} = 0{,}8\,\text{mV}$$

(d) A partir da Eq. (9.59), $I_s = 1{,}25 \times 0{,}25/(1 - 0{,}25) = 0{,}4167$ A. Como I_s é a média da duração kT, a corrente máxima do transistor é

$$I_p = \frac{I_s}{k} + \frac{\Delta I}{2} = \frac{0{,}4167}{0{,}25} + \frac{0{,}8}{2} = 2{,}067\,\text{A}$$

9.7.4 Reguladores *Cúk*

O arranjo do circuito do regulador *Cúk* utilizando um BJT de potência é mostrado na Figura 9.15a. Similar ao regulador *buck-boost*, o regulador *Cúk* fornece uma tensão de saída que é menor ou maior que a tensão de entrada, mas a polaridade da tensão de saída é oposta à da tensão de entrada. Ele foi nomeado em homenagem ao seu inventor. Quando a tensão de entrada é ligada e o transistor Q_1 desligado, o diodo D_m é diretamente polarizado e o capacitor C_1 carregado através de L_1, D_m e da alimentação de entrada V_s.

A operação do circuito pode ser dividida em dois modos. O modo 1 inicia-se quando o transistor Q_1 conduz, em $t = 0$. A corrente através do indutor L_1 cresce. Ao mesmo tempo, a tensão do capacitor C_1 polariza reversamente o diodo D_m e o desliga. O capacitor C_1 descarrega sua energia sobre o circuito formado por C_1, C_2, carga e L_2. O modo 2 inicia-se quando o transistor Q_1 é desligado em $t = t_1$. O capacitor C_1 é carregado a partir da alimentação de entrada e a energia armazenada no indutor L_2 é transferida para a carga. O diodo D_m e o transistor Q_1 fornecem uma ação de chaveamento síncrona. O capacitor C_1 é o meio de transferência de energia da fonte para a carga. Os circuitos

equivalentes para os modos são mostrados na Figura 9.15b e as formas de onda das tensões e correntes em regime permanente são mostradas na Figura 9.15c, para uma corrente de carga contínua.

Supondo que a corrente do indutor L_1 cresça linearmente de I_{L11} a I_{L12} no tempo t_1,

$$V_s = L_1 \frac{I_{L12} - I_{L11}}{t_1} = L_1 \frac{\Delta I_1}{t_1} \tag{9.66}$$

ou

$$t_1 = \frac{\Delta I_1 L_1}{V_s} \tag{9.67}$$

e devido ao capacitor carregado C_1, a corrente do indutor L_1 cai linearmente de I_{L12} a I_{L11} no tempo t_2,

$$V_s - V_{c1} = -L_1 \frac{\Delta I_1}{t_2} \tag{9.68}$$

ou

$$t_2 = \frac{-\Delta I_1 L_1}{V_s - V_{c1}} \tag{9.69}$$

onde V_{c1} é a tensão média do capacitor C_1 e $\Delta I_1 = I_{L12} - I_{L11}$. A partir das Eqs. (9.66) e (9.68).

$$\Delta I_1 = \frac{V_s t_1}{L_1} = \frac{-(V_s - V_{c1})\, t_2}{L_1}$$

Substituindo $t_1 = kT$ e $t_2 = (1 - k)\,T$, a tensão média do capacitor C_1 é

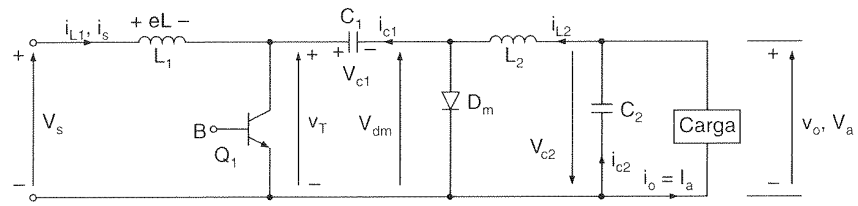
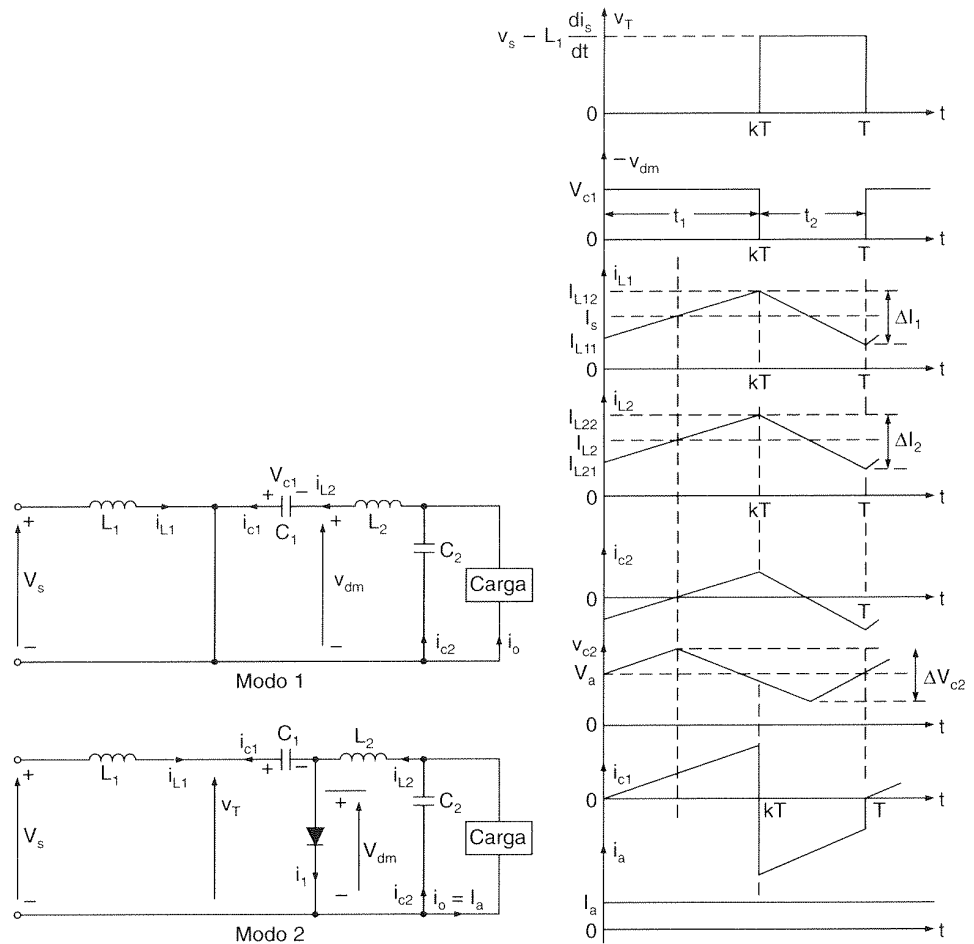
$$V_{c1} = \frac{V_s}{1 - k} \tag{9.70}$$

Figura 9.15

Regulador *Cúk.*

(a) Diagrama do circuito

(b) Circuitos equivalentes

(c) Formas de onda

Supondo que a corrente do indutor de filtro L_2 cresça linearmente de I_{L21} a I_{L22} no tempo t_1,

$$V_{c1} + V_a = L_2 \frac{I_{L22} - I_{L21}}{t_1} = L_2 \frac{\Delta I_2}{t_1} \tag{9.71}$$

ou

$$t_1 = \frac{\Delta I_s L_2}{V_{c1} + V_a} \tag{9.72}$$

e a corrente do indutor L_2 caia linearmente de I_{L22} a I_{L21} no tempo t_2,

$$V_a = -L_2 \frac{\Delta I_2}{t_2} \tag{9.73}$$

ou

$$t_1 = -\frac{\Delta I_2 L_2}{V_a} \tag{9.74}$$

onde $\Delta I_2 = I_{L22} - I_{L21}$. A partir das Eqs. (9.71) e (9.73),

$$\Delta I_2 = \frac{(V_{c1} + V_a)\, t_1}{L_2} = -\frac{V_a t_2}{L_2}$$

Substituindo $t_1 = kT$ e $t_2 = (1 - k)\, T$, a tensão média do capacitor C_1 é

$$V_{c1} = -\frac{V_a}{k} \tag{9.75}$$

Igualando a Eq. (9.70) à Eq. (9.75), encontra-se a tensão média de saída como

$$V_a = -\frac{kV_s}{1 - k} \tag{9.76}$$

Supondo um circuito sem perdas, $V_s I_s = -V_a I_a = V_s I_a k/(1 - k)$ e a corrente média de entrada,

$$I_s = \frac{kI_a}{1 - k} \tag{9.77}$$

O período de chaveamento T pode ser encontrado a partir das Eqs. (9.67) e (9.69),

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I_1 L_1}{V_s} - \frac{\Delta I_1 L_1}{V_s - V_{c1}} = \frac{-\Delta I_1 L_1 V_{c1}}{V_s (V_s - V_{c1})} \tag{9.78}$$

que dá a ondulação de corrente do indutor L_1, de pico a pico, como

$$\Delta I_1 = \frac{-V_s(V_s - V_{c1})}{fL_1 V_{c1}} \tag{9.79}$$

ou

$$\Delta I_1 = \frac{V_s k}{fL_1} \tag{9.80}$$

O período de chaveamento T também pode ser encontrado a partir das Eqs. (9.72) e (9.74),

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I_2 L_2}{V_{c1} + V_a} - \frac{\Delta I_2 L_2}{V_a} = \frac{-\Delta I_2 L_2 V_{c1}}{V_a(V_{c1} - V_a)} \tag{9.81}$$

e isso dá a ondulação de corrente do indutor L_2, de pico a pico, como

$$\Delta I_2 = \frac{-V_a(V_{c1} + V_a)}{fL_2 V_{c1}} \tag{9.82}$$

ou

$$\Delta I_2 = -\frac{V_a(1 - k)}{fL_2} = \frac{kV_s}{fL_2} \tag{9.83}$$

Quando o transistor Q_1 é desligado, o capacitor de transferência de energia C_1 é carregado pela corrente de entrada pelo tempo $t = t_2$. A corrente média de carga para C_1 é $I_{c1} = I_s$ e a ondulação de tensão, de pico a pico, do capacitor C_1 é

$$\Delta V_{c1} = \frac{1}{C_1}\int_0^{t_2} I_{c1}\,dt = \frac{1}{C_1}\int_0^{t_2} I_s = \frac{I_s t_2}{C_1} \tag{9.84}$$

A Eq. (9.76) dá $t_2 = V_s/[(V_s - V_a)f]$ e a Eq. (9.84) torna-se

$$\Delta V_{c1} = \frac{I_s V_s}{(V_s - V_a)fC_1} \tag{9.85}$$

ou

$$\Delta V_{c1} = \frac{I_s(1 - k)}{fC_1} \tag{9.86}$$

Se for considerado que a ondulação da corrente de carga Δi_o é desprezível, $\Delta i_{L2} = \Delta i_{c2}$. A corrente média de carga de C_2, que flui pelo tempo $T/2$, é $I_{c2} = \Delta I_2/4$ e a ondulação de tensão, de pico a pico, do capacitor C_2 é

$$\Delta V_{c2} = \frac{1}{C2}\int_0^{T/2} I_{c2}\,dt = \frac{1}{C_2}\int_0^{T/2} \frac{\Delta I_2}{4} = \frac{\Delta I_2}{8fC_2} \tag{9.87}$$

ou

$$\Delta V_{c2} = -\frac{V_a(1-k)}{8C_2L_2f^2} = \frac{kV_s}{8C_2L_2f^2} \tag{9.88}$$

O regulador *Cúk* baseia-se na transferência de energia do capacitor. Como resultado, a corrente de entrada é contínua. O circuito tem baixas perdas de chaveamento e eficiência elevada. Quando o transistor Q_1 está conduzindo, ele suporta as correntes dos indutores L_1 e L_2. Conseqüentemente, um pico elevado de corrente flui através do transistor Q_1. Como o capacitor possibilita a transferência de energia, a ondulação de corrente do capacitor C_1 também é elevada. Esse circuito também requer um capacitor e um indutor adicionais.

Exemplo 9.7

A tensão de entrada do conversor *Cúk* da Figura 9.15a é $V_s = 12$ V. O ciclo de trabalho é $k = 0{,}25$ e a freqüência de chaveamento, 25 kHz. A indutância de filtro é $L_2 = 150\ \mu$H e a capacitância de filtro $C_2 = 220\ \mu$F. A capacitância de transferência de energia é $C_1 = 200\ u$F e a indutância, $L_1 = 180\ \mu$H. A corrente média da carga é $I_a = 1{,}25$ A. Determine (a) a tensão média de saída V_a; (b) a corrente média de entrada I_s; (c) a ondulação de corrente do indutor L_1, de pico a pico, ΔI_1; (d) a ondulação de tensão do capacitor C_1, de pico a pico, ΔV_{c_1}; (e) a ondulação de corrente do indutor L_2, de pico a pico, ΔI_2; (f) a ondulação de tensão do capacitor C_2, de pico a pico, ΔV_{c_2}; e (g) a corrente máxima do transistor I_p.

Solução: $V_s = 12$ V, $k = 0{,}25$, $I_a = 1{,}25$ A, $f = 25$ kHz, $L_1 = 180\ \mu$H, $C_1 = 200\ \mu$F, $L_2 = 150\ \mu$H e $C_2 = 220\ \mu$F.

(a) A partir da Eq. (9.76), $V_a = -0{,}25 \times 12/(1 - 0{,}25) = -4$V.

(b) A partir da Eq. (9.77), $I_s = 1{,}25 \times 0{,}25/(1 - 0{,}25) = 0{,}42$ A.

(c) A partir da Eq. (9.80), $\Delta I_1 = 12 \times 0{,}25/(25000 \times 180 \times 10^{-6}) = 0{,}67$ A

(d) A partir da Eq. (9.86), $\Delta V_{c1} = 0{,}42 \times (1 - 0{,}25)/(25000 \times 200 \times 10^{-6}) = 63$ mV.

(e) A partir da Eq. (9.83), $\Delta I_2 = 0{,}25 \times 12/(25000 \times 150 \times 10^{-6}) = 0{,}8$ A.

(f) A partir da Eq. (9.87), $\Delta V_{c2} = 0{,}8/(8 \times 25000 \times 220 \times 10^{-6}) = 18{,}18$ mV.

(g) A tensão média sobre o diodo pode ser encontrada a partir de

$$V_{dm} = -kV_{c1} = -V_a k \frac{1}{-k} = V_a \tag{9.89}$$

Para um circuito sem perdas, $I_{L2} V_{dm} = V_a I_a$, e o valor médio da corrente no indutor L_2 é

$$I_{L2} = \frac{I_a V_a}{V_{dm}} = I_a$$

$$= 1{,}25 \text{ A} \tag{9.90}$$

Portanto, a corrente máxima do transistor é

$$I_p = I_s + \frac{\Delta I_1}{2} + I_{L2} + \frac{\Delta I_2}{2} = 0{,}42 + \frac{0{,}67}{2} + 1{,}25 + \frac{0{,}8}{2} = 2{,}405 \text{ A}$$

9.7.5 Limitações da Conversão em um Único Estágio

Os quatro reguladores usam um único transistor, empregando apenas um estágio de conversão e necessitando de capacitores e indutores para a transferência de energia. Devido à limitação na capacidade de corrente de um único transistor, a potência de saída desses reguladores é pequena, tipicamente da ordem de dezenas de watts. Para uma corrente maior, o tamanho dos componentes aumenta, assim como as suas perdas, diminuindo a eficiência. Além disso, não há isolação entre as tensões de entrada e saída, o que é um critério altamente desejável na maioria das aplicações. Para aplicações de potência elevada, são utilizadas conversões de multiestágio, em que uma tensão CC é convertida em CA através de um inversor. A saída CA é isolada por um transformador e então é convertida em CC por retificadores. As conversões multiestágio serão discutidas na Seção 13.4.

9.8 CIRCUITOS *CHOPPER* COM TIRISTORES

Um circuito *chopper* tiristorizado utiliza um tiristor de desligamento rápido como chave e requer um circuito adicional de comutação para desligá-lo. Há várias técnicas pelas quais um tiristor pode ser desligado, e essas são descritas em detalhes no Capítulo 7. No estágio inicial de desenvolvimento dos tiristores de desligamento rápido, um certo número de circuitos *choppers* foi publicado. Os vários circuitos são o resultado do encontro de certos critérios: (1) redução do limite mínimo de tempo de disparo, (2) freqüência de operação elevada e (3) operação confiável. Entretanto, com o desenvolvimento de dispositivos de chaveamento alternativos (por exemplo, transistores de potência e GTOs), as aplicações de circuitos *choppers* com tiristores ficaram limitadas a níveis de

potência elevados e especialmente para o controle de motores de tração. Alguns dos circuitos *choppers* utilizados por fabricantes de equipamentos de tração são discutidos nessa seção.

9.8.1 *Choppers* Comutados por Impulso

O *chopper* comutado por impulso é um circuito muito comum com dois tiristores, como mostrado na Figura 9.16 e é também conhecido como *chopper clássico*. No início da operação, o tiristor T_2 é disparado levando o capacitor de comutação C a carregar através da carga para a tensão V_c, o que deve ser a tensão de alimentação V_s no primeiro ciclo. A placa A torna-se positiva em relação à placa B. A operação do circuito pode ser dividida em cinco modos e os circuitos equivalentes sob condições de regime permanente são mostrados na Figura 9.17. Deve-se supor que a corrente de carga permaneça constante a um valor máximo I_m durante o processo de comutação. Deve-se também redefinir a origem de tempo $t = 0$, no início de cada modo.

O modo 1 inicia-se quando T_1 é disparado. A carga é conectada à fonte de alimentação. O capacitor de comutação C também inverte sua carga através do circuito ressonante de inversão formado por T_1, D_1 e L_m. A corrente ressonante é dada por

$$i_r = V_c \sqrt{\frac{C}{L_m}} \operatorname{sen} \omega_m t \tag{9.91}$$

O valor de pico da corrente ressonante de inversão é

$$I_p = V_c \sqrt{\frac{C}{L_m}} \tag{9.92}$$

A tensão do capacitor é encontrada a partir de

$$v_c(t) = V_c \cos \omega_m t \tag{9.93}$$

onde $\omega_m = 1/\sqrt{L_m C}$. Após o tempo $t = t_r = \pi \sqrt{L_m C}$, a tensão do capacitor é invertida para $-V_c$, o que se costuma chamar de *prontidão de comutação* do *chopper*.

Figura 9.16

Chopper comutado por impulso.

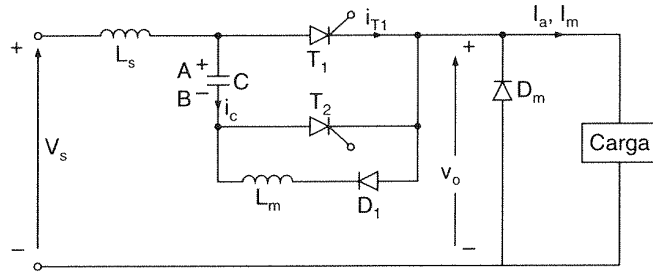
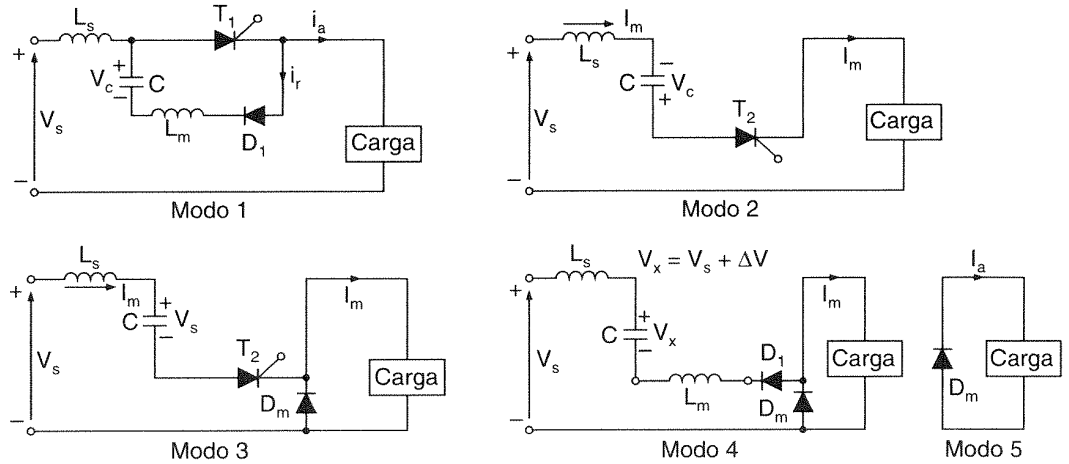



Figura 9.17

Circuitos equivalentes dos modos.

O modo 2 inicia-se quando o tiristor de comutação T_2 é disparado. Uma tensão reversa de V_c é aplicada sobre o tiristor principal T_1, desligando-o. O capacitor C descarrega sobre a carga de $-V_c$ a zero e esse tempo de descarga, que também é chamado *tempo de desligamento* (ou *disponível*) *do circuito*, é dado por

$$t_{\text{off}} = \frac{V_c C}{I_m} \tag{9.94}$$

onde I_m é a corrente máxima da carga. O tempo de desligamento do circuito t_{off} tem de ser maior que o tempo de comutação do tiristor t_q; t_{off} varia com a corrente de carga e deve ser projetado para a condição do pior caso, o que ocorre no valor máximo da corrente de carga e no valor mínimo da tensão do capacitor.

O tempo necessário para o capacitor carregar de volta para a tensão da fonte de alimentação é chamado *tempo de recarga* e é dado por

$$t_d = \frac{V_c C}{I_m} \tag{9.95}$$

Assim, o tempo total necessário para o capacitor descarregar e recarregar é chamado *tempo de comutação*, que é

$$t_c = t_{\text{off}} + t_d \tag{9.96}$$

Esse modo termina em $t = t_c$ quando o capacitor de comutação C recarrega para V_s e o diodo de comutação D_m inicia sua condução.

O modo 3 inicia-se quando o diodo de comutação D_m começa a conduzir e a corrente de carga decai. A energia armazenada na indutância da fonte L_s (mais qualquer indutância parasita do circuito) é transferida para o capacitor. A corrente é

$$i_s(t) = I_m \cos \omega_s t \tag{9.97}$$

e a tensão instantânea do capacitor é

$$v_c(t) = V_s + I_m \sqrt{\frac{L_s}{C}} \operatorname{sen} \omega_s t \tag{9.98}$$

onde $\omega_s = 1/\sqrt{L_s C}$. Após o tempo $t = t_s = 0{,}5\,\pi \sqrt{L_s C}$, essa corrente de sobrecarga torna-se zero e o capacitor é recarregado para

$$V_x = V_s + \Delta V \tag{9.99}$$

onde ΔV e V_x são a sobretensão e a tensão de pico do capacitor de comutação, respectivamente. A Eq. (9.98) dá a tensão de sobrecarga como

$$\Delta V = I_m \sqrt{\frac{L_s}{C}} \tag{9.100}$$

O modo 4 inicia-se quando a sobrecarga está completa e a corrente de carga continua a decair. É importante notar que esse modo existe devido ao diodo D_1, porque ele permite que a oscilação ressonante no modo 3 continue através do circuito formado por D_m, D_1, C e a fonte de alimentação. Isso determinará uma carga no capacitor de comutação C abaixo da máxima (subcarga), e a corrente da subcarga através do capacitor é dada por

$$i_c(t) = -\Delta V \sqrt{\frac{C}{(L_s + L_m)}} \operatorname{sen} \omega_u t \tag{9.101}$$

A tensão do capacitor de comutação é dada por

$$v_c(t) = V_x - \Delta V(1 - \cos \omega_u t) \tag{9.102}$$

onde $\omega_u = 1/\sqrt{C(L_s + L_m)}$. Após o tempo $t = t_u = \pi\sqrt{C(L_2 + L_m)}$, a corrente de subcarga torna-se zero e o diodo D_1 cessa sua condução. A Eq. (9.102) dá a tensão disponível para o capacitor como

$$V_c = V_s - 2\Delta V = V_s - \Delta V \tag{9.103}$$

Se não houver sobrecarga, não haverá qualquer subcarga.

O modo 5 inicia-se quando o processo de comutação está completo e a corrente de carga continua a decair através do diodo D_m. Esse modo termina quando o tiristor principal é disparado novamente, no início do próximo ciclo. As diferentes formas de onda para as correntes e tensões são mostradas na Figura 9.18.

A tensão média de saída do *chopper* é

$$V_o = \frac{1}{T}\left[V_s kT + t_c \frac{1}{2}(V_c + V_s)\right] \tag{9.104}$$

Pode-se notar, a partir da Eq. (9.104), que, mesmo em $k = 0$, a tensão de saída torna-se

$$V_o(k = 0) = 0{,}5f\,t_c(V_c + V_s) \tag{9.105}$$

Isso limita a mínima tensão de saída do *chopper*. Entretanto, o tiristor T_1 tem de ser ligado por um tempo mínimo de $t_r = \pi\sqrt{L_m C}$ para permitir a carga inversa do capacitor t_r é fixado para um projeto específico de circuito. Portanto, o ciclo de trabalho mínimo e a tensão mínima de saída também são estabelecidos.

$$t_r = k_{\text{mín}}T = \pi\sqrt{L_m C} \tag{9.106}$$

O ciclo de trabalho mínimo é

$$k_{\text{mín}} = t_r f = \pi\sqrt{L_m C} \tag{9.107}$$

A tensão de saída mínima é

$$\begin{aligned} V_{o(\text{mín})} &= k_{\text{mín}} V_s + 0{,}5t_c(V_c + V_s)f \\ &= f[(V_s t_r + 0{,}5t_c(V_c + V_s)] \end{aligned} \tag{9.108}$$

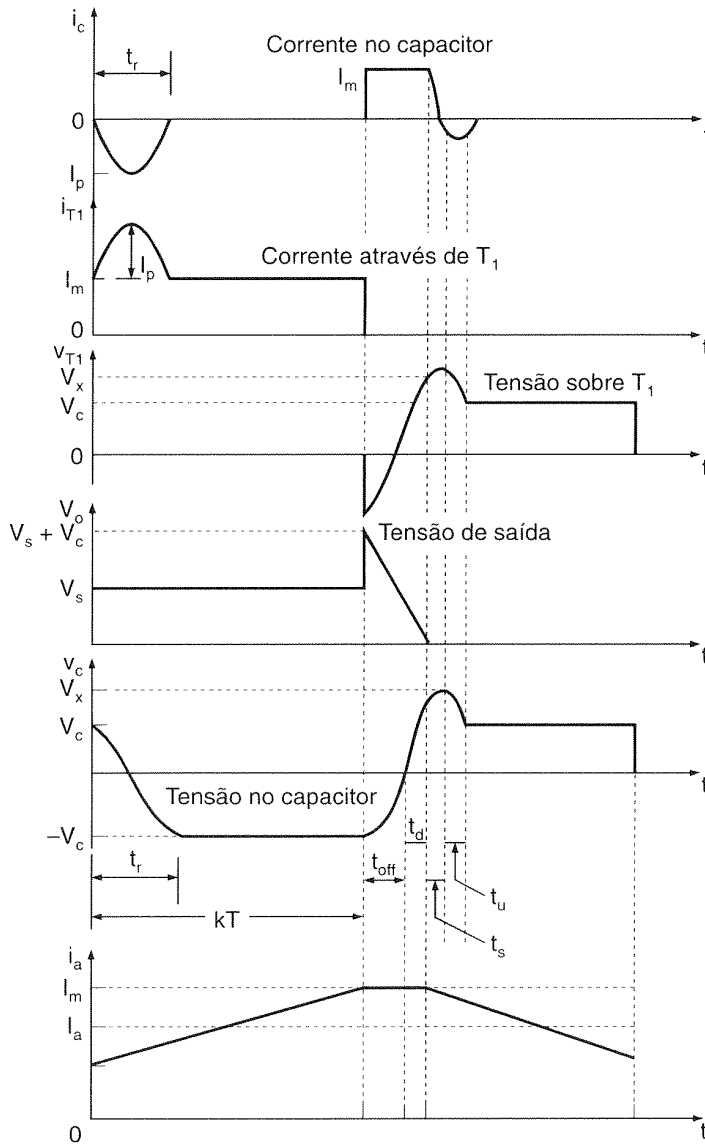



Figura 9.18

Formas de onda para o *chopper* comutado por impulso.

A tensão de saída mínima, $V_{o(\text{mín})}$, pode ser variada controlando-se a freqüência de operação do *chopper*. Normalmente, $V_{o(\text{mín})}$ é fixado pelas exigências do projeto em um valor permissível.

O valor máximo do ciclo de trabalho também é limitado para permitir que o capacitor de comutação se descarregue e carregue novamente. O valor máximo desse ciclo de trabalho é dado por

$$k_{\text{máx}}T = T - t_c - t_s - t_u \tag{9.109}$$

e

$$k_{\text{máx}} = 1 - \frac{t_c + t_s + t_u}{T}$$

A tensão de saída máxima é

$$V_{o(\text{máx})} = k_{\text{máx}} V_s + 0{,}5 t_c (V_c + V_s) f \tag{9.110}$$

Um *chopper* com tiristores ideal não deve ter limites em (1) tempo de condução mínimo, (2) tempo de condução máximo, (3) tensão de saída mínima e (4) freqüência de operação máxima. O tempo de desligamento t_{off} deve ser independente da corrente de carga. Em freqüências elevadas, as ondulações da corrente de carga e as correntes harmônicas da fonte de alimentação tornam-se menores. Além disso, o tamanho do filtro de entrada é reduzido.

Esse circuito *chopper* é muito simples e requer dois tiristores e um diodo. Entretanto, o tiristor principal T_1 tem de conduzir a corrente de inversão ressonante, aumentando assim sua especificação de corrente máxima e limitando a tensão mínima de saída. Os tempos de descarga e carga do capacitor de comutação são dependentes da corrente de carga, e isso limita a operação em alta freqüência, especialmente a uma baixa corrente de carga. Esse *chopper* não pode ser testado sem a conexão da carga. Esse circuito tem muitas desvantagens. Entretanto, ele destaca os problemas da comutação dos tiristores.

Nota: O tempo de desligamento disponível t_{off}, o tempo de comutação t_c e a sobretensão dependem do valor máximo da corrente de carga I_m em vez do valor médio I_a.

Exemplo 9.8

Uma carga altamente indutiva controlada pelo *chopper* da Figura 9.16 requer uma corrente média de $I_a = 425$ A com um valor máximo de $I_m = 450$ A. A tensão de alimentação de entrada é $V_s = 220$ V. A freqüência de operação é $f = 400$ Hz, o tempo de desligamento do tiristor principal é $t_q = 18$ µs. Se a corrente máxima através do tiristor principal for limitada a 180% de I_m e a indutância da fonte (incluindo a indutância parasita) for desprezível ($L_s = 0$), determinar (a) a capacitância de comutação C, (b) a indutância L_m e (c) as tensões de saída mínima e máxima.

Solução: $I_a = 425$ A, $I_m = 450$ A, $f = 400$ Hz, $t_q = 18$ µs e $L_s = 0$.

(a) A partir das Eqs. (9.99), (9.100) e (9.103), a sobretensão é $\Delta V = 0$ e $V_c = V_x = V_s = 220$ V. A partir da Eq. (9.94), os requisitos do desligamento dão

$$t_{off} = \frac{V_c C}{I_m} > t_q$$

e $C > I_m t_q / V_c = (450 \times 18/220) = 36{,}8$ µF. Fazer $C = 40$ µF.

(b) A partir da Eq. (9.92), a corrente ressonante máxima é

$$I_p = 1{,}8 \times 450 - 450 = 220 \sqrt{\frac{40\,\mu\text{F}}{L_m}}$$

que dá a indutância $L_m = 14{,}94\,\mu$H.

(c) A partir da Eq. (9.94), o tempo de descarga $t_{\text{off}} = (220 \times 40)/450 = 19{,}56\,\mu$s. A partir da Eq. (9.95), o tempo de recarga $t_d = (220 \times 40)/450 = 19{,}56\,\mu$s. A partir da Eq. (9.96), o tempo total $t_c = 19{,}56 \times 2 = 39{,}12\,\mu$s. A partir da Eq. (9.106), o tempo de inversão ressonante é

$$t_r = \pi\,[(14{,}94 \times 40) \times 10^{-12}]^{1/2} = 76{,}8\,\mu\text{s}$$

A partir da Eq. (9.107), o ciclo de trabalho mínimo $k_{\text{mín}} = t_r f = 0{,}0307 = 3{,}07\%$. A partir da Eq. (9.108), a tensão mínima de saída é

$$V_{o(\text{mín})} = 0{,}0307 \times 220 + 0{,}5 \times 39{,}12 \times 10^{-6} \times 2 \times 220 \times 400$$

$$= 6{,}75 + 3{,}44 = 10{,}19\,\text{V}$$

Como não há sobrecarga, não haverá período de sobrecarga nem os tempos de sobre e subcarga $t_u = t_s = 0$. A partir da Eq. (9.109), o ciclo de trabalho máximo $k_{\text{máx}} = 1 - (t_c + t_u + t_s)f = 0{,}984$; e a partir da Eq. (9.110), a tensão máxima de saída é

$$V_{o(\text{máx})} = 0{,}984 \times 220 + 0{,}5 \times 39{,}12 \times 10^{-6} \times 2 \times 220 \times 400$$

$$= 216{,}48 + 3{,}44 = 219{,}92\,\text{V}$$

9.8.2 Efeitos das Indutâncias da Fonte e da Carga

A indutância da fonte tem um papel significativo na operação do *chopper* e deve ser a menor possível para limitar a tensão transitória a um nível aceitável. É evidente, a partir da Eq. (9.100), que o capacitor de comutação é sobrecarregado devido à indutância da fonte L_s e os dispositivos semicondutores estão sujeitos a essa tensão do capacitor. Se o valor mínimo da indutância da fonte não puder ser garantido, será necessário um filtro de entrada. Em sistemas práticos, a indutância parasita sempre existe e seu valor depende do tipo de fiação e disposição (*layout*) dos componentes. Portanto, L_s na Eq. (9.100) tem um valor finito e o capacitor sempre fica sobrecarregado.

Devido à indutância L_s e ao diodo D_1 na Figura 9.16, o capacitor também fica subcarregado e isso pode causar um problema de comutação do *chopper*. A Eq.(9.20) indica que a ondulação da corrente de carga é uma função inversa da indutância da

carga e da freqüência de operação. Portanto, a corrente máxima da carga é dependente da indutância da carga. Assim, a performance do *chopper* também é influenciada pela indutância da carga. Um indutor de alisamento normalmente é conectado em série com a carga para limitar a sua ondulação da corrente.

Exemplo 9.9

Se a fonte de alimentação do Exemplo 9.8 tiver uma indutância de $L_s = 4\,\mu H$, determinar (a) a tensão máxima do capacitor V_x, (b) o tempo de desligamento disponível t_{off} e (c) o tempo de comutação t_c.

Solução: $I_a = 425\text{ A}$, $I_m = 450\text{ A}$, $V_s = 220\text{ V}$, $f = 400\text{ Hz}$, $t_q = 18\,\mu s$, $L_s = 4\,\mu H$ e $C = 40\,\mu F$.

(a) A partir da Eq. (9.100), a sobretensão $\Delta V = 450 \times \sqrt{4/40} = 142{,}3\text{ V}$. A partir da Eq. (9.99), a tensão máxima no capacitor, $V_x = 220 + 142{,}3 = 362{,}3\text{ V}$, e a partir da Eq. (9.103), a tensão disponível para comutação é $V_c = 220 - 142{,}3 = 77{,}7\text{ V}$.

(b) A partir da Eq. (9.94), o tempo de desligamento disponível $t_{off} = (77{,}7 \times 40)/450 = 6{,}9\,\mu s$.

(c) A partir da Eq. (9.95), o tempo de recarga $t_d = (220 \times 40)/450 = 19{,}56\,\mu s$ e a partir da Eq. (9.96), o tempo de comutação $t_c = 6{,}0 + 19{,}56 = 26{,}46\,\mu s$.

Nota: A exigência de desligamento do tiristor principal é 18 μs, enquanto o tempo de desligamento disponível é de apenas 6,9 μs. Portanto, ocorrerá uma falha na comutação.

9.8.3 *Choppers* de Três Tiristores Comutados por Impulso

Esse problema de subcarga pode ser amenizado substituindo-se o diodo D_1 pelo tiristor T_3, como mostrado na Figura 9.19. Em um bom *chopper*, o tempo de comutação, t_c, deve idealmente ser independente da corrente de carga; t_c poderia ser menos dependente da corrente de carga adicionando-se um diodo em antiparalelo D_f, com o tiristor principal, como mostrado na Figura 9.19 pelas linhas pontilhadas. Uma versão modificada do circuito é mostrada na Figura 9.20, onde a inversão de carga do capacitor é feita independentemente do tiristor principal T_1 disparando-se o tiristor T_3. Há quatro modos possíveis e seus circuitos equivalentes são mostrados na Figura 9.21.

O modo 1 inicia-se quando o tiristor principal T_1 é disparado e a carga é conectada à alimentação. O tiristor T_3 pode ser disparado ao mesmo tempo que T_1 para inverter a carga no capacitor C. Se essa inversão de carga for feita independentemente, a tensão de saída mínima não será limitada devido à inversão ressonante, como no caso do *chopper* clássico da Figura 9.16.

O modo 2 inicia-se quando o tiristor de comutação T_2 é disparado e o capacitor C descarrega e recarrega através da carga a uma taxa determinada pela corrente de carga.

O modo 3 inicia-se quando o capacitor é recarregado para a tensão da fonte de alimentação e o diodo de comutação D_m começa a conduzir. Durante esse modo, o capacitor sobrecarrega devido à energia armazenada na indutância da fonte L_s e a corrente de carga decai através de D_m. Esse modo termina quando a corrente da sobrecarga reduz a zero.

O modo 4 inicia-se quando o tiristor T_2 pára de conduzir. O diodo de comutação D_m continua a conduzir e a corrente de carga prossegue decaindo.

Todas as equações para o *chopper* clássico, exceto as Eqs. (9.101), (9.102) e (9.103), são válidas para esse *chopper*, e o modo 4 do *chopper* clássico não é aplicável. A tensão disponível para a comutação é

$$V_c = V_x = V_s + \Delta V \tag{9.111}$$

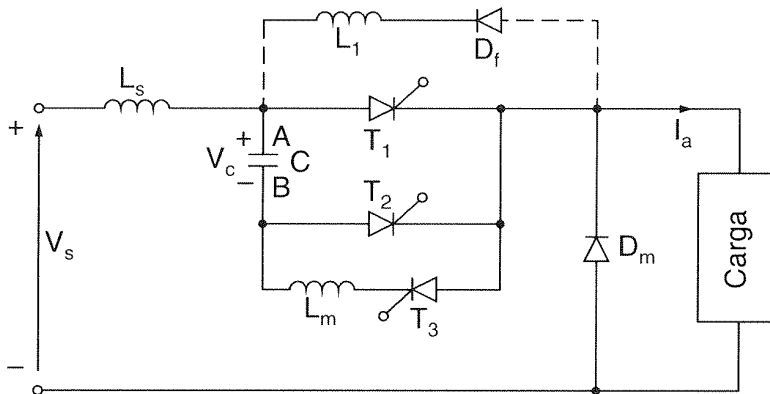



Figura 9.19

Chopper de três tiristores comutados por impulso.

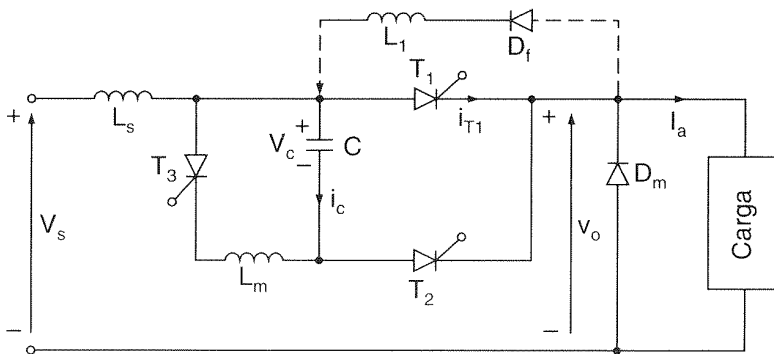



Figura 9.20

Chopper comutado por impulso com inversão de carga independente.

Figura 9.21

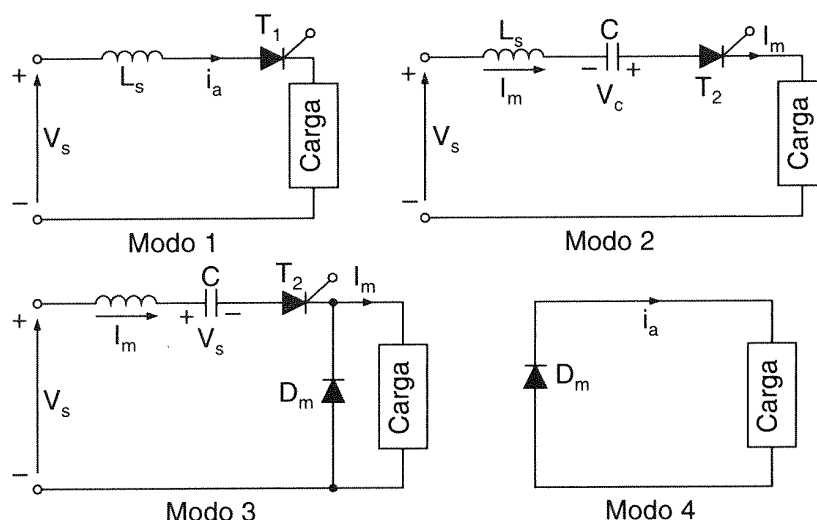
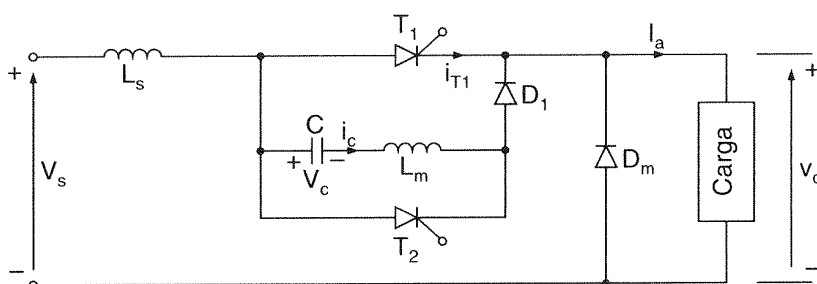
Circuitos equivalentes.

Para o *chopper* da Figura 9.20, a inversão ressonante é independente do tiristor principal e o tempo mínimo de condução não é limitado. Entretanto, o tempo de comutação é dependente da corrente de carga e a operação em alta freqüência é limitada. O circuito do *chopper* não pode ser testado sem a conexão da carga.

Figura 9.22

Chopper de pulso ressonante.

9.8.4 *Choppers* de Pulso Ressonante

Um *chopper* de pulso ressonante é mostrado na Figura 9.22. Tão logo é ligada a alimentação, o capacitor é carregado para uma tensão V_c através de L_m, D_1 e carga. A operação do circuito pode ser dividida em seis modos e os circuitos equivalentes são mostrados na Figura 9.23. As formas de onda para as correntes e tensões são mostradas na Figura 9.24. Nas análises a seguir, a origem de tempo será redefinida para $t = 0$ no início de cada modo.

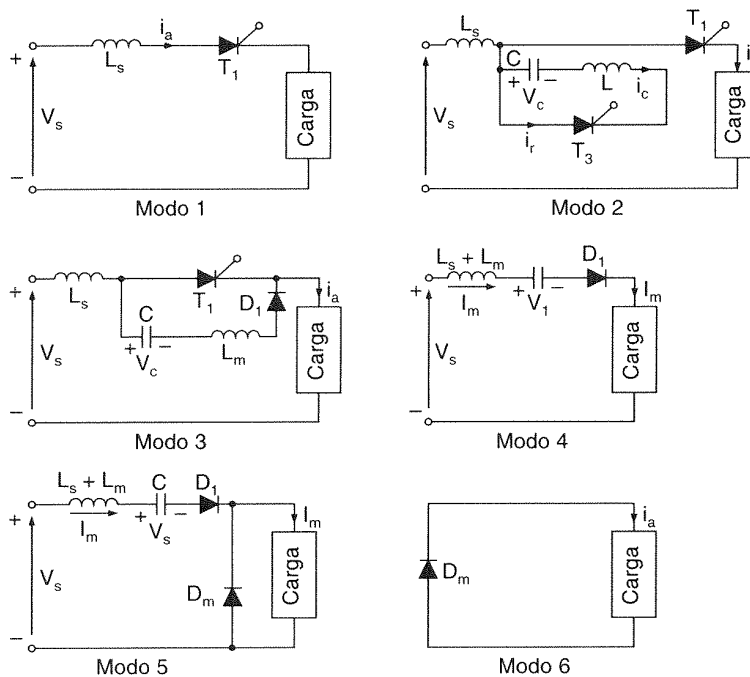



Figura 9.23

Circuitos equivalentes para os modos.

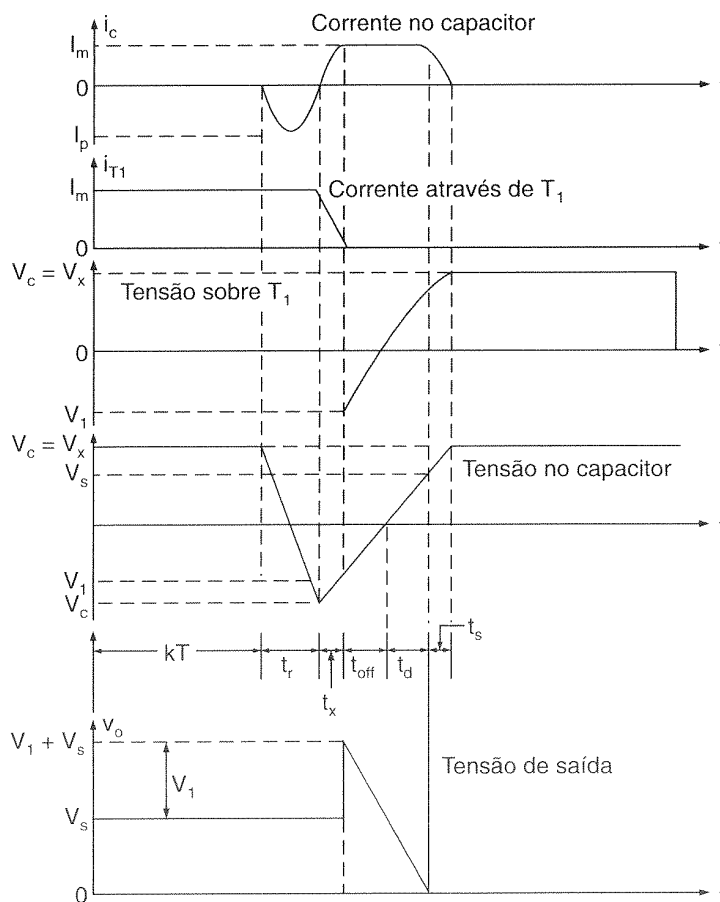



Figura 9.24

Formas de onda para o *chopper*.

O modo 1 inicia-se quando o tiristor principal T_1 é disparado e a alimentação é conectada à carga. Esse modo é válido para $t = kT$.

O modo 2 inicia-se quando o tiristor de comutação T_2 é disparado. O capacitor de comutação inverte sua carga através de C, L_m e T_2. A corrente de inversão é dada por

$$i_r = -i_c = V_c \sqrt{\frac{C}{L_m}} \operatorname{sen} \omega_m t = I_p \operatorname{sen} \omega_m t \tag{9.112}$$

e a tensão do capacitor é

$$V_c(t) = V_c \cos \omega_m t \tag{9.113}$$

onde $\omega_m = 1/\sqrt{L_m C}$. Após o tempo, $t = t_r = \pi \sqrt{L_m C}$, a tensão do capacitor é invertida para $-V_c$. Entretanto, a oscilação ressonante continua através do diodo D_1 e de T_1. O valor de pico da corrente ressonante I_p tem de ser maior que a corrente de carga I_m e o circuito normalmente é projetado para uma relação de $I_p/I_m = 1{,}5$.

O modo 3 inicia-se quando T_2 é autocomutado e o capacitor descarrega devido à oscilação ressonante através do diodo D_1 e de T_1. Esse modo termina quando a corrente no capacitor aumenta para o nível de I_m. Supondo que a corrente do capacitor cresça linearmente de 0 a I_m e que a corrente do tiristor T_1 caia de I_m a 0 no tempo t_x, o tempo de duração para esse modo é

$$t_x = \frac{L_m I_m}{V_c} \tag{9.114}$$

e a tensão do capacitor cai para

$$V_1 = V_c - \frac{t_x I_m}{2C} = V_c - \frac{L_m I_m^2}{2CV_c} \tag{9.115}$$

O modo 4 inicia-se quando a corrente através de T_1 cai a zero. O capacitor continua a descarregar através da carga a uma taxa determinada pelo valor máximo da corrente de carga. O tempo de desligamento disponível é

$$t_{\text{off}} = \frac{V_1 C}{I_m} \tag{9.116}$$

O tempo necessário para o capacitor recarregar para a tensão da fonte de alimentação é

$$t_d = \frac{V_s C}{I_m} \tag{9.117}$$

O tempo total para o capacitor descarregar e recarregar até o nível da tensão da fonte V_s é $t_c = t_{\text{off}} + t_d$.

O modo 5 inicia-se quando o diodo de comutação D_m começa a conduzir e a corrente de carga decai através de D_m. A energia armazenada na indutância de comutação L_m e na indutância da fonte L_s é transferida ao capacitor C. Após o tempo $t_s = \pi\sqrt{(L_s + L_m)C}$, a corrente de sobrecarga torna-se zero e o capacitor é recarregado para

$$V_x = V_s + \Delta V \tag{9.118}$$

onde

$$\Delta V = I_m \sqrt{\frac{L_m + L_s}{C}} \tag{9.119}$$

O modo 6 inicia-se quando a sobrecarga está completa e o diodo D_1 desliga. A corrente continua a decair até que o tiristor principal seja disparado novamente, no próximo ciclo. Na condição de regime permanente $V_c = V_x$. A tensão média de saída é dada por

$$\begin{aligned} V_o &= \frac{1}{T}\left[V_s kT + V_s(t_r + t_x) + 0{,}5t_c(V_1 + V_s)\right] \\ &= V_s k + f\left[(t_r + t_x)V_s + 0{,}5t_c(V_1 + V_s)\right] \end{aligned} \tag{9.120}$$

Apesar de o circuito não ter qualquer restrição ao valor mínimo de ciclo de trabalho k, na prática ele não pode ser zero. O valor máximo de k é

$$k_{\text{máx}} = 1 - (t_r + t_x + t_c)f \tag{9.121}$$

Devido à comutação pelo pulso ressonante, o di/dt reverso do tiristor T_1 é limitado pelo indutor L_m e isso é também conhecido como *comutação suave*. A inversão ressonante é dependente do tiristor T_1. Entretanto, a indutância L_m sobrecarrega o capacitor C, aumentando as especificações de tensão dos componentes. Após o disparo do tiristor T_2, o capacitor tem de inverter sua carga antes do desligamento do tiristor T_1. Há um retardo inerente na comutação limitando o tempo mínimo de condução do *chopper*. O tempo de comutação t_c é dependente da corrente de carga.

Exemplo 9.10

Uma carga altamente indutiva, que é controlada pelo *chopper* da Figura 9.22, necessita de uma corrente média $I_a = 425$ A com um valor de pico de $I_m = 450$ A. A tensão da fonte de alimentação $V_s = 220$ V. A freqüência de operação $f = 400$ Hz, a indutância de comutação $L_m = 8\ \mu$H e a capacitância de comutação $C = 40\ \mu$F. Se a indutância da fonte (incluindo a indutância parasita) for $L_s = 4\ \mu$H, determinar (a) o valor de pico da corrente ressonante I_p; (b) o valor de pico da tensão sobre a carga V_x, (c) o tempo de desligamento t_{off} e (d) as tensões de saída mínima e máxima.

Solução: O tempo de inversão, $t_r = \pi\sqrt{8 \times 40} = 56{,}2\ \mu$s. A partir da Eq. (9.119), a sobretensão $\Delta V = 450\sqrt{(8 + 4)/40} = 246{,}5$ V e a partir da Eq. (9.118), o valor de pico da tensão sobre o capacitor $V_c = V_x = 220 + 246{,}5 = 466{,}5$ V.

(a) A partir da Eq. (9.112), $I_p = 466{,}5\sqrt{40/8} = 1043{,}1$ A.

(b) A partir da Eq. (9.114), $t_x = 8 \times 450/466{,}5 = 7{,}72\ \mu$s e a partir da Eq. (9.115), o valor de pico da tensão sobre a carga é

$$V_1 = 466{,}5 - \frac{8 \times 450 \times 450}{2 \times 40 \times 466{,}5} = 4231, \text{V}$$

(c) A partir da Eq. (9.116), o tempo de desligamento $t_{off} = 423{,}1 \times 40/450 = 37{,}6\ \mu$s.

(d) A partir da Eq. (9.117), $t_d = 220 \times 40/450 = 19{,}6\ \mu$s e $t_c = 37{,}6 + 19{,}6 = 57{,}2\ \mu$s. A partir da Eq. (9.121), o ciclo de trabalho máximo é

$$k_{máx} = 1 - (56{,}2 + 7{,}72 + 57{,}2) \times 400 \times 10^{-6} = 0{,}952$$

Para $k = k_{máx}$, a Eq. (9.120) dá a tensão máxima de saída

$$V_{o(máx)} = 220 \times 0{,}952 + 400 \times [(56{,}2 + 7{,}72) \times 220 + 0{,}5 \times 57{,}2 \times (423{,}1 + 220)] \times 10^{-6} =$$

$$= 209{,}4 + 12{,}98 = 22{,}4 \text{ V}$$

A tensão mínima de saída (para $k = 0$) é $V_{o(mín)} = 12{,}98$ V.

9.9 PROJETO DE CIRCUITOS *CHOPPERS*

A principal exigência para o projeto do circuito de comutação é fornecer um tempo de desligamento adequado para cortar o tiristor principal. A análise das equações de modo para o *chopper* clássico na Seção 9.8.1 e do *chopper* de pulso ressonante da Seção 9.8.4 mostra que o tempo de desligamento depende da tensão do capacitor de comutação V_c.

É muito mais simples projetar o circuito de comutação se a indutância da fonte puder ser desprezada ou a corrente de carga não for muito alta. Mas no caso de correntes

de carga mais elevadas, as indutâncias parasitas, que estão sempre presentes nos sistemas práticos, têm um papel significativo no projeto do circuito de comutação porque a energia armazenada nas indutâncias do circuito aumentam na proporção do quadrado do valor de pico da corrente de carga. A indutância da fonte torna as equações de projeto não-lineares, sendo necessário um método iterativo de solução para determinar os componentes da comutação. As exigências de tensão nos dispositivos de potência dependem da indutância da fonte e da corrente de carga.

Não há regras fixas para se projetar um circuito *chopper* e o projeto varia de acordo com os tipos de circuitos utilizados. O projetista tem uma ampla faixa de opções e os valores dos componentes L_mC são influenciados pela escolha do projetista em relação ao valor máximo da corrente ressonante de inversão e valor máximo de tensão permissível para o circuito. As especificações de tensão e corrente dos componentes L_mC e dispositivos dão os limites mínimos, mas a seleção real dos componentes e dispositivos é deixada para o projetista, que se baseará nas considerações de preço, disponibilidade e margem de segurança. Em geral, as seguintes etapas estão envolvidas no projeto:

1. identificação os modos de operação para o circuito *chopper;*
2. determinação dos circuitos equivalentes para os vários modos;
3. definição das correntes e tensões para os modos e suas formas de onda;
4. avaliação dos valores dos componentes de comutação L_mC que satisfaçam os limites do projeto;
5. determinação das especificações de corrente e tensão de todos os componentes e dispositivos.

Pode-se notar, a partir da Eq. (9.7), que a tensão de saída contém harmônicos. Um filtro do tipo *C*, *LC* ou *L* pode ser conectado à saída a fim de reduzir os harmônicos de saída. As técnicas para o projeto do filtro são similares àquelas dos Exemplos 3.21 e 5.14.

Um *chopper* com uma carga altamente indutiva é mostrado na Figura 9.25a. A ondulação da corrente de carga é desprezível ($\Delta I = 0$). Se a corrente média da carga for I_a, a corrente máxima da carga será $I_m = I_a + \Delta I = I_a$. A corrente de entrada, que é da forma pulsada, como mostrado na Figura 9.25b, contém harmônicos e pode ser expressa na série de Fourier como

$$i_{nh}(t) = kI_a + \frac{I_a}{n\pi}\sum_{n=1}^{\infty} \operatorname{sen} 2n\pi k \cos 2n\pi f t + \frac{I_a}{n\pi}\sum_{n=1}^{\infty} (1 - \cos 2n\pi k) \operatorname{sen} 2n\pi f t \qquad (9.122)$$

A componente fundamental ($n = 1$) da corrente harmônica gerada pelo *chopper* no lado da entrada é dada por

$$i_{1k}(t) = \frac{I_a}{\pi} \operatorname{sen} 2\pi k \cos 2\pi f t + \frac{I_a}{\pi}(1 - \cos 2\pi k) \operatorname{sen} 2\pi f t \qquad (9.123)$$

Figura 9.25

Forma de onda da corrente de entrada do *chopper*.

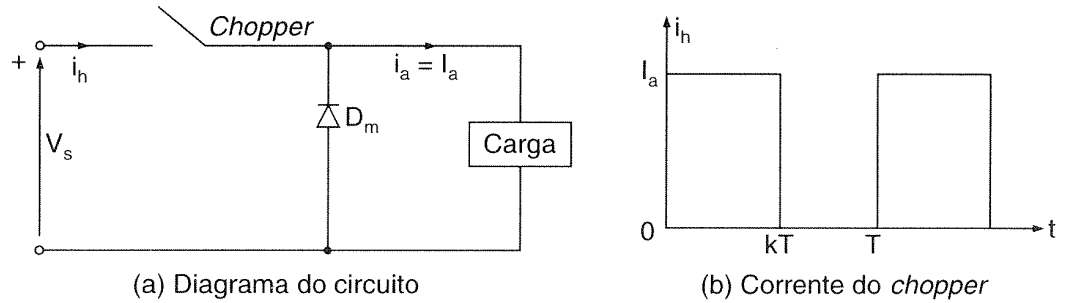



Figura 9.26

Chopper com um filtro de entrada.

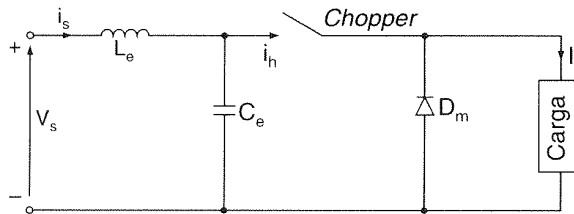
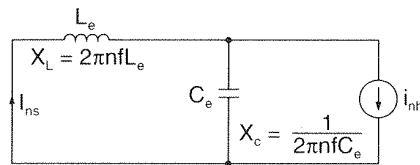



Figura 9.27

Circuito equivalente para as correntes

Na prática, um filtro de entrada como o mostrado na Figura 9.26 é normalmente conectado com o objetivo de eliminar os harmônicos gerados pelo *chopper* para a linha de alimentação. O circuito equivalente para as correntes harmônicas geradas pelo *chopper* é mostrado na Figura 9.27 e o valor eficaz da n-ésima componente harmônica na alimentação pode ser calculado a partir de

$$I_{ns} = \frac{1}{1 + (2n\pi f)^2 L_e C_e} I_{nh} = \frac{1}{1 + (nf/f_0)^2} I_{nh} \tag{9.124}$$

onde f é a freqüência de operação e $f_o = 1/(2\pi\sqrt{L_e C_e})$ é a freqüência ressonante do filtro. Se $(f/f_0) >> 1$, que geralmente é o caso, a n-ésima corrente harmônica na alimentação torna-se

$$I_{ns} = I_{nh} \left(\frac{f_0}{nf}\right)^{1/2} \tag{9.125}$$

Uma freqüência de operação elevada reduz os tamanhos dos elementos do filtro de entrada. Mas as freqüências dos harmônicos gerados pelo *chopper* na linha da alimentação também aumentam e isso pode causar problemas de interferência com os sinais de controle e comunicação.

Se a fonte tiver alguma indutância L_s e a chave do *chopper* como na Figura 9.1a for ligada, uma quantidade de energia será armazenada na indutância da fonte. Se for feita uma tentativa de se desligar essa chave, os dispositivos semicondutores de potência podem ser danificados devido a uma tensão induzida resultante dessa energia armazenada. O filtro LC de entrada fornece uma fonte de baixa impedância para a ação do *chopper*.

Exemplo 9.11

Deseja-se calcular o *chopper* comutado por impulso da Figura 9.19. Ele opera a partir de uma tensão de alimentação de $V_s = 220$ V e o valor máximo da corrente de carga é $I_m = 440$ A. A tensão mínima de saída deve ser menor que 5% de V_s, o valor máximo da corrente ressonante deve ser limitado a 80% de I_m, o requisito de tempo de desligamento é $t_{off} = 25$ µs e a indutância da fonte é $L_s = 4$ µH. Determinar (a) os valores dos componentes $L_m C$, (b) a freqüência de operação máxima disponível e (c) as especificações de todos os dispositivos. Considerar a ondulação da corrente de carga desprezível.

Solução: $V_s = 220$ V, $I_m = 440$ A, $t_{off} = 25$ µs, $L_s = 4$ µH e $V_{o(mín)} = 0{,}05 \times 220 = 11$ V. As formas de onda para as várias correntes são mostradas na Figura 9.28.

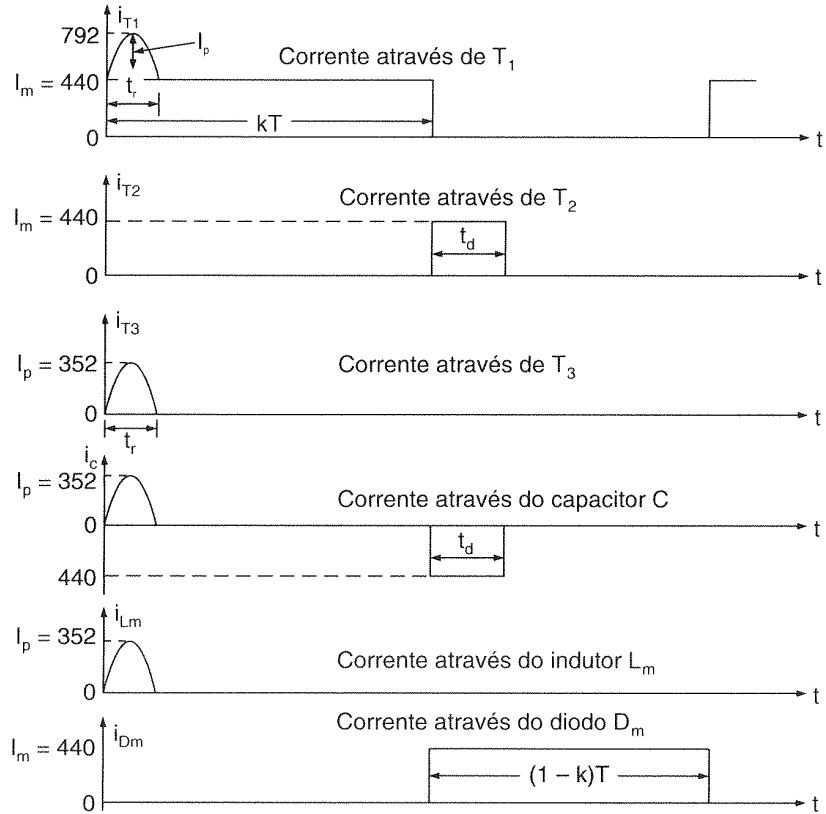
(a) A partir das Eqs. (9.94), (9.99) e (9.100), o tempo de desligamento é

$$t_{off} = \frac{V_c C}{I_m} = \left(V_s + I_m \sqrt{\frac{L_s}{C}}\right) \frac{C}{I_m} = \frac{V_s C}{I_m} + \sqrt{L_s C}$$

ou

$$\left(t_{\text{off}} - \frac{V_sC}{I_m}\right)^{1/2} = t_{\text{off}}^2 + \left(\frac{V_sC}{I_m}\right)^2 - \frac{2V_sCt_{\text{off}}}{I_m} = L_sC$$

Figura 9.28

Formas de onda para o Exemplo 9.11.

Substituindo os valores numéricos, $0{,}25C^2 - 29C + 625 = 0$ e $C = 87{,}4\,\mu\text{F}$ ou $28{,}6\,\mu\text{F}$. Escolher o menor valor, $C = 28{,}6\,\mu\text{F}$ e aproximá-lo de $30\,\mu\text{F}$.

(b) A partir da Eq. (9.100), a sobretensão é $\Delta V = 440\sqrt{4/30} = 160\text{ V}$ e a partir da Eq. (9.99), a tensão no capacitor, $V_c = V_x = 220 + 160 = 380\text{ V}$. A partir da Eq. (9.92), o valor de pico da corrente ressonante é

$$I_p = 380\sqrt{\frac{30}{L_m}} = 0{,}8 \times 440 = 352 \qquad \text{ou} \qquad L_m = 34{,}96\,\mu\text{H}$$

Fazendo $L_m = 35\,\mu\text{H}$, então o tempo de inversão $t_r = \pi\sqrt{35 \times 30} = 101{,}8\,\mu\text{s}$. A partir da Eq. (9.94), o tempo de desligamento $t_{\text{off}} = 380 \times 30/440 = 25{,}9\,\mu\text{s}$; a partir da Eq. (9.95), $t_d = 220 \times 30/440 = 15\,\mu\text{s}$. A partir da Eq. (9.96), o tempo de comutação $t_c = 25{,}9 + 15 = 40{,}9\,\mu\text{s}$. A freqüência de operação pode ser determinada a partir da condição de tensão mínima para satisfazer à Eq. (9.108):

$$11 = f\,[220 \times 101{,}8 + 0{,}5 \times 40{,}9 \times (380 + 220)] \times 10^{-6} \text{ ou } f = 317\text{ Hz}$$

A freqüência máxima de operação é $f = 317$ Hz; considerá-la 300 Hz.

(c) Nesse estágio estão todos os dados para determinar as especificações.

T_1: A corrente média $I_{av} = 440$ A (supondo ciclo de trabalho $k \cong 1$).

A corrente de pico $I_p = 440 + 0{,}8 \times 440 = 792$ A.

A corrente eficaz máxima devido à carga, $I_{r1} = 440$ A.

O valor eficaz devido à inversão ressonante,

$$I_{r2} = 0{,}8 \times 440\sqrt{t_r f/2} = 0{,}352\sqrt{101{,}8 \times 300/2} = 43{,}5 \text{ A}.$$

A corrente eficaz efetiva $I_{rms} = (440^2 + 43{,}5)^{1/2} = 442{,}14$ A.

T_s: A corrente de pico $I_p = 440$ A.

A corrente eficaz $I_{rms} = 440\sqrt{f\,t_c} = 0{,}44\sqrt{300 \times 40{,}9} = 48{,}7$ A.

A corrente media $I_{av} = I_p t_c f = 440 \times 40{,}9 \times 300 \times 10^{-6} = 5{,}4$ A.

T_3: A corrente de pico $I_p = 0{,}8 \times 440 = 352$ A.

A corrente eficaz $I_{rms} = I_p\sqrt{f\,t_r/2} = 0{,}352\sqrt{101{,}8 \times 300/2} = 43{,}5$ A.

A corrente média

$$I_{av} = 2I_p f\,t_r/\pi = 2 \times 352 \times 300 \times 101{,}8 \times 10^{-6}/\pi = 6{,}84 \text{ A}.$$

C: O valor da capacitância $C = 30$ μF.

A tensão de pico a pico $V_{pp} = 2 \times 380 = 760$ V.

A corrente de pico $I_p = 440$ A.

A corrente eficaz $I_{rms} = (48{,}7^2 + 43{,}5^2)^{1/2} = 65{,}3$ A.

L_m: A corrente de pico $I_p = 352$ A.

A corrente eficaz $I_{rms} = 43{,}5$ A.

D_m: A corrente média $I_{av} = 440$ A (supondo um ciclo de trabalho $k \cong 0$).

A corrente eficaz $I_{rms} = 440$ A.

A corrente de pico $I_p = 440$ A.

Nota: Devido à inversão ressonante através do tiristor principal, suas especificações efetivas de corrente eficaz e perdas aumentam. O tiristor principal, como na Figura 9.20, pode ser evitado no processo de reversão. Se V_s variar entre $V_{s(\text{mín})}$ e

$V_{s(\text{máx})}$, e L_s variar entre $L_{s(\text{mín})}$ e $L_{s(\text{máx})}$, então $V_{s(\text{mín})}$ e $L_{s(\text{mín})}$ devem ser utilizados para calcular os valores de L_m e C. $V_{s(\text{máx})}$ e $L_{s(\text{máx})}$ devem ser utilizados para determinar as especificações dos componentes e dispositivos.

Exemplo 9.12

É necessário projetar (calcular) o circuito *chopper* de pulso ressonante da Figura 9.22. Ele opera a partir de uma fonte de alimentação $V_s = 220$ V com um valor máximo da corrente de carga $I_m = 440$ A. O pico da corrente ressonante deve ser limitado a 150% de I_m; o requisito de tempo de desligamento $t_{\text{off}} = 25$ μs e a indutância da fonte $L_s = 4$ μH. Determinar (a) os valores dos componentes L_mC, (b) a tensão de sobrecarregamento ΔV e (c) a tensão disponível para a comutação V_c.

Solução: $I_m = 440$ A, $I_p = 1{,}5 \times 440 = 660$ A, $L_s = 4$ μH, $t_{\text{off}} = 25$ μs e $V_s = 220$ V. A partir das Eqs. (9.115) e (9.116), o tempo de desligamento é dado como

$$t_{\text{off}} = \frac{V_cC}{I_m} - \frac{L_mI_m}{2V_c}$$

A partir da Eq. (9.112), a corrente ressonante de pico $I_p = V_c\sqrt{C/L_m}$. A partir das Equações (9.118) e (9.119), a tensão do capacitor é

$$V_c = V_s = V_s + I_m\sqrt{\frac{L_s + L_m}{C}}$$

Substituindo $V_c = I_p\sqrt{L_m/C}$, obtém-se t_{off} como

$$t_{\text{off}} = \sqrt{CL_m}\left(\frac{I_p}{I_m} - \frac{I_m}{2I_p}\right) = \sqrt{CL_m}\left(x - \frac{1}{2x}\right) \tag{9.126}$$

em que $x = I_p/I_m$. A substituição para V_c em $I_p = V_c\sqrt{C/L_m}$ dá

$$I_p = \sqrt{\frac{C}{L_m}}\left(V_s + I_m\sqrt{\frac{L_s + L_m}{C}}\right) = V_s\sqrt{\frac{C}{L_m}} + I_m\sqrt{1 + \frac{L_s}{L_m}} \tag{9.127}$$

Resolvendo $\sqrt{CL_m}$ a partir da Eq. (9.127) e substituindo-o na Eq. (9.126), obtém-se

$$t_{\text{off}} = \frac{L_mI_m}{V_s}\left(x - \sqrt{1 + \frac{L_s}{L_m}}\right)\left(x - \frac{1}{2x}\right) \tag{9.128}$$

que pode ser resolvida para L_m por iteração, onde L_m é incrementada por uma pequena quantidade até que seja obtido o valor desejado de t_{off}. Uma vez que L_m é encontrada, C pode ser determinado a partir da Eq. (9.126).

Encontrar os valores de L_m e C que satisfaçam às condições de t_{off} e I_p. Um método iterativo de solução dá:

(a) $L_m = 25{,}29\,\mu H$, $C = 18{,}16\,\mu F$.

(b) $\Delta V = 558{,}86\,V$.

(c) $V_c = 220 + 558{,}86 = 778{,}86\,V$ e a Eq. (9.115) dá $V_1 = 605{,}63\,V$.

Nota: Para $L_s = 0$, $L_m = 21{,}43\,\mu H$, $C = 21{,}43\,\mu F$, $\Delta V = 440\,V$, $V_s = 660\,V$ e $V_1 = 513{,}33\,V$.

Exemplo 9.13

Uma carga altamente indutiva é alimentada por um *chopper*. A corrente média da carga é $I_a = 100\,A$ e sua ondulação pode ser considerada desprezível ($\Delta I = 0$). Um filtro de entrada simples LC com $L_e = 0{,}3\,mH$ e $C_e = 4500\,\mu F$ é utilizado. Se o *chopper* for operado a uma freqüência de 350 Hz e um ciclo de trabalho de 0,5, determinar o valor eficaz máximo da componente fundamental da corrente harmônica gerada pelo *chopper* na linha de alimentação.

Solução: Para $I_a = 100\,A$, $f = 350\,Hz$, $k = 0{,}50$, $C_e = 4500\,\mu F$ e $L_e = 0{,}3\,mH$, $f_o = 1/(2\pi\sqrt{C_e L_e}) = 136{,}98\,Hz$. A Eq. (9.123) pode ser escrita como

$$I_{1h}(t) = A_1 \cos 2\pi f t + B_1 \operatorname{sen} 2\pi f t$$

onde $A_1 = (I_a/\pi) \operatorname{sen} 2\pi k$ e $B_1 = (I_a/\pi)(1 - \cos 2\pi k)$. O valor de pico dessa corrente é calculado a partir de

$$I_{ph} = (A_1^2 + B_1^2)^{1/2} = \frac{\sqrt{2}\, I_a}{\pi} (1 - \cos 2\pi k)^{1/2}$$

O valor eficaz dessa corrente é

$$I_{1h} = \frac{I_a}{\pi} (1 - \cos 2\pi k)^{1/2} = 45{,}02\,A$$

e ele é máximo em $k = 0{,}5$. A componente fundamental da corrente harmônica gerada pelo *chopper* na linha de alimentação pode ser calculada a partir da Eq. (9.124) e é dada por

$$I_{1s} = \frac{1}{1 + (f/f_0)^2} I_{1h} = \frac{45{,}02}{1 + (350/136{,}98)^2} = 5{,}98\,A$$

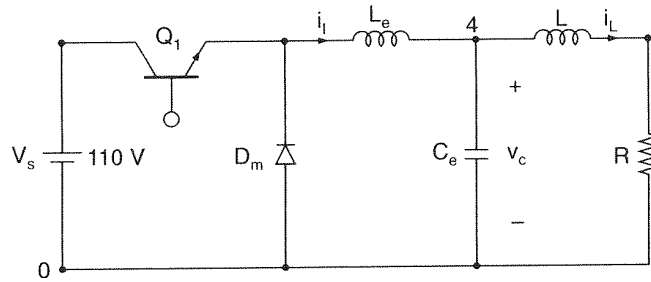
Se $f/f_0 >> 1$, a corrente harmônica na alimentação torna-se aproximadamente

$$I_{1s} = I_{1h}\left(\frac{f_0}{f}\right)^2$$

Exemplo 9.14

Um *chopper buck* é mostrado na Figura 9.29. A tensão de entrada é $V_s = 110$ V, a tensão média da carga é $V_a = 60$ V e a corrente média da carga é $I_a = 20$ A. A freqüência de operação é $f = 20$ kHz. As ondulações de pico a pico são 2,5% para a tensão da carga, 5% para a corrente de carga e 10% para a corrente do filtro L_e. (a) Determinar os valores de L_e, L e C_e. Utilizar o PSpice (b) para verificar os resultados plotando a tensão instantânea do capacitor v_C, a corrente instantânea da carga i_L e (c) para calcular os coeficientes de Fourier e a corrente de entrada i_S. Os parâmetros do modelo SPICE do transistor são IS = 6.734f, BF = 416.4, BR = .7371, CJC = 3.638P, CJE = 4.493P, TR = 239.5N, TF = 301.2P e os do diodo são IS = 2.2E-15, BV = 1800V, TT = 0.

Figura 9.29

Chopper buck.

Solução: $V_s = 110$ V, $V_a = 60$ V, $I_a = 20$ A.

$$\Delta V_c = 0{,}025 \times V_a = 0{,}025 \times 60 = 1{,}5 \text{ V}$$

$$R = \frac{V_a}{I_a} = \frac{60}{20} = 3\ \Omega$$

A partir da Eq. (9.34),

$$k = \frac{V_a}{V_s} = \frac{60}{110} = 0{,}5455$$

A partir da Eq. (9.35),

$$I_s = kI_a = 0.5455 \times 20 = 10.91 \text{ A}$$

$$\Delta I_L = 0{,}05 \times I_a = 0.05 \times 20 = 1 \text{ A}$$

$$\Delta I = 0.1 \times I_a = 0.1 \times 20 = 2 \text{ A}$$

(a) A partir da Eq. (9.37), obtém-se o valor de L_e:

$$L_e = \frac{V_a(V_s - V_a)}{\Delta I f V_s} = \frac{60 \times (110 - 60)}{2 \times 20\,\text{kHz} \times 110} = 681{,}82\,\mu\text{H}$$

A partir da Eq. (9.39), obtém-se o valor de C_e:

$$C_e = \frac{\Delta I}{V_c \times 8f} = \frac{2}{1{,}5 \times 8 \times 20\,\text{kHz}} = 8{,}33\,\mu\text{F}$$

Supondo um crescimento linear da corrente de carga i_L durante o tempo de $t = 0$ a $t_1 = kT$, pode-se escrever, aproximadamente,

$$L\,\frac{\Delta I_L}{t_1} = \frac{\Delta I_L}{kT} = \Delta V_C$$

que dá o valor aproximado de L:

$$L = \frac{kT\,\Delta V_c}{\Delta I_L} = \frac{k\,\Delta V_c}{\Delta I_L f} = \frac{0{,}5454 \times 1{,}5}{1 \times 20\,\text{kHz}} = 40{,}91\,\mu\text{H} \tag{9.129}$$

(b) $k = 0{,}5455$, $f = 20\,\text{kHz}$, $T = 1/f = 50\,\mu\text{s}$ e $t_{on} = k \times T = 27{,}28\,\mu\text{s}$. O *chopper buck* para a simulação PSpice é mostrado na Figura 9.30a. A tensão de controle V_g é mostrada na Figura 9.30b. A listagem do arquivo do circuito é como se segue:

```
Example 9-14   Buck Chopper
VS      1     0    DC    110V
VY      1     2    DC    0V         ; Voltage source to measure input current
Vg      7     3    PULSE (0V   20V   0   0.1 NS   0.1NS   27.28US   50US)
RB      7     6    250                       ; Transistor base resistance
LE      3     4    681.820H
CE      4     0    8.33UF IC=60V   ; initial voltage
L       4     8    40.91UH
R       8     5    3
VX      5     0    DC   0           ; Voltage source to measure load current
DM      0     3    DMOD                      ; Freewheeling diode
.MODEL DMOD D(IS=2.2E-15 BV=1800VTT=0)       ; Diode model parameters
Q1    2    6   3    /QMOD                    ; BJT switch
.MODEL QMOD NPN (IS=6.734F BF=416.4 BR=.7371 CJC=3.638P
+ CJE=4.493P TR=239.5N TF=301.2P)            ; BJT model parameters
.TRAN 1US 1.6MS 1.5MS 1US UIC                ; Transient analysis
.PROBE                                       ; Graphics postprocessor
```

```
.options abstol = 1.00n reltol = 0.01 vntol = 0.1  ITL5 = 50000  ; convergence
.FOUR 20KHZ I(VY)              ; Fourier analysis
.END
```

Figura 9.30

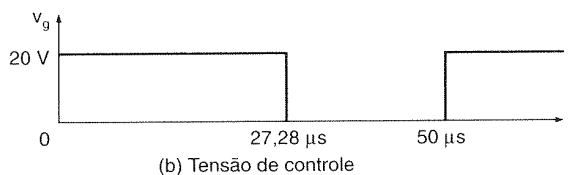
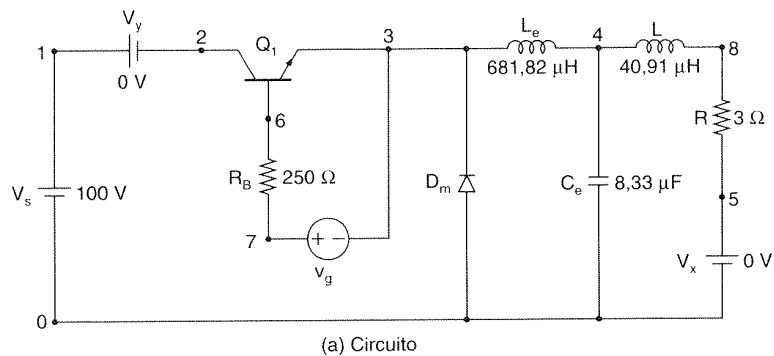
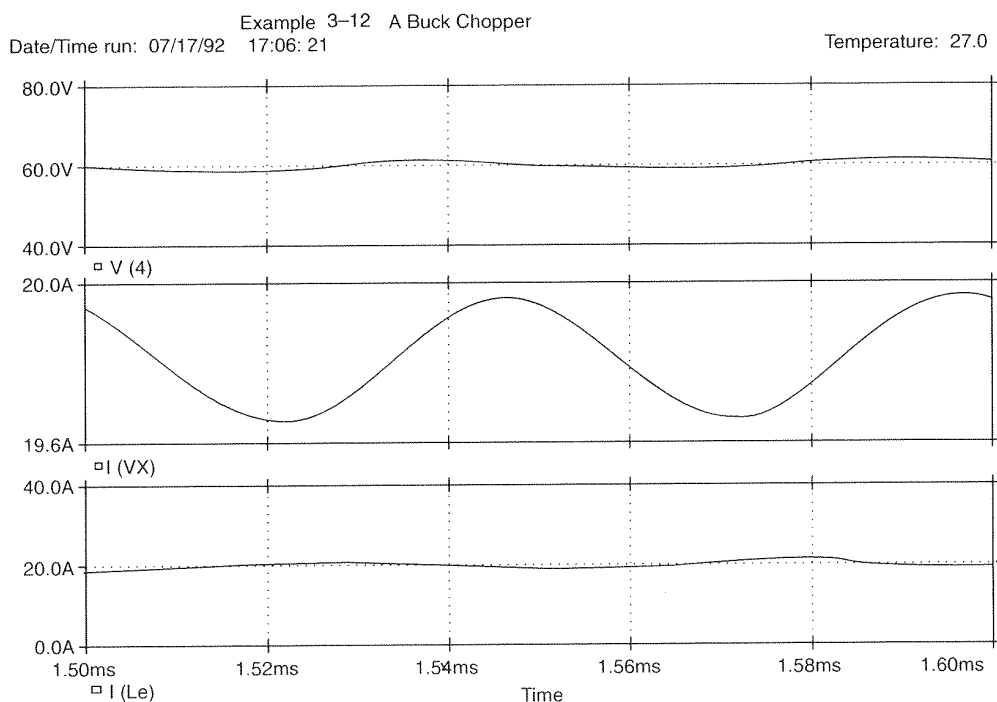
Chopper buck para a simulação PSpice.

As plotagens do PSpice são mostradas na Figura 9.31, onde I(VX) = corrente de carga, I(Le) = corrente no indutor L_e e V(4) = tensão no capacitor. Utilizando o cursor do PSpice na Figura 9.30, obtém-se: $V_a = V_C = 59{,}462$ V, $\Delta V_C = 1{,}782$ V, $\Delta I = 2{,}029$ A, $I_{(av)} = 19{,}813$ A, $I_L = 0{,}3278$ A e $I_a = 19{,}8249$ A. Isso verifica o projeto; entretanto, ΔI_L dá um resultado melhor que o esperado.

Figura 9.31

Plotagens do PSpice para o Exemplo 9.14.

(c) Os coeficientes de Fourier da corrente de entrada são

```
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I (VY)
   DC COMPONENT = 1.079535E+01
HARMONIC    FREQUENCY    FOURIER      NORMALIZED    PHASE       NORMALIZED
   NO         (HZ)       COMPONENT    COMPONENT     (DEG)       PHASE   (DEG)
    1       2.000E+04    1.215E+01    1.000E+00   -1.195E+01    -0.000E+00
    2       4.000E+04    1.769E+00    1.115E-01   -7.969E+01    -9.163E+01
    3       6.000E+04    3.848E+00    3.076E-01   -3.131E+01    -1.937E+01
    4       8.000E+04    1.686E+00    1.348E-01   -5.500E+01    -6.695E+01
    5       1.000E+05    1.939E+00    1.551E-01   -5.187E+01    -3.992E+01
    6       1.200E+05    1.577E+00    1.261E-01   -3.947E+01    -4.542E+01
    7       1.400E+05    1.014E+00    8.107E-02   -7.328E+01    -6.133E+01
    8       1.600E+05    1.435E+00    1.147E-01   -1.271E+01    -2.466E+01
    9       1.800E+05    4.385E-01    3.506E-02   -9.751E+01    -8.556E+01
    TOTAL  HARMONIC  DISTORTION =    4.401661E+01  PERCENT
```

9.10 CONSIDERAÇÕES MAGNÉTICAS

As indutâncias, que são utilizadas para criar oscilação ressonante para a inversão da tensão do capacitor de comutação e desligar os tiristores, agem como elementos de armazenamento de energia nos reguladores chaveados e como elementos de filtro para atenuar os harmônicos de corrente. Pode-se notar, a partir das Eqs. (B.17) e (B.18) no Apêndice B, que a perda magnética aumenta com o quadrado da freqüência. Por outro lado, uma freqüência mais elevada reduz o tamanho dos indutores para o mesmo valor de ondulação de corrente e exigências de filtragem. O projeto dos conversores CC-CC requer um compromisso entre freqüência de operação, tamanho dos indutores e perdas no chaveamento.

RESUMO

Um *chopper* pode ser utilizado como transformador CC para elevar ou abaixar uma tensão CC fixa. O *chopper* também pode ser utilizado para reguladores de tensão chaveados e para transferência de energia entre duas fontes CC. Entretanto, são gerados harmônicos nos lados da entrada e da carga do *chopper*, e esses harmônicos podem ser reduzidos através de filtros de entrada e saída. Um *chopper* pode operar com freqüência tanto fixa quanto variável. Um *chopper* de freqüência variável gera harmônicos de freqüências variáveis, tornando difícil o projeto dos filtros. O *chopper* de freqüência fixa normalmente é o utilizado. Para reduzir o tamanho dos filtros e diminuir a ondulação da corrente de carga, a freqüência de operação deve ser elevada. Os *choppers* com tiristores requerem circuito extra para o desligamento do tiristor principal e, como resultado, a freqüência de operação e o tempo mínimo de condução são limitados.

REFERÊNCIAS

C. E. BAND e D. W. VENEMANS. "Chopper control on a 1600-V dc traction supply". *IRCA, Cybernatics and Electronics on the Railways*, vol. 5, n. 12, 1968, pp. 473-8.

F. NOUVION. "Use of power semiconductors to control locomotive traction motors in the French National Railways". *Proceedings, IEE*, vol. 55, n. 3, 1967.

J. GOUTHIERE, J. GREGOIRE e H. HOLOGNE. "Thyristor *choppers* in electric tractions". *ACEC Review*, n. 2, 1970, pp. 46-7.

M. EHSANI, R. L. KUSTON e R. E. FUJA. "Microprocessor control of a current source dc-dc converter". *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA19, n. 5, 1983, pp. 690-8.

M. H. RASHID. "A thyristor *chopper* with minimum limits on voltage control of dc drives". *International Journal of Electronics*, vol. 53, n. 1, 1982, pp. 71-81.

M. H. RASHID. *SPICE for Power Electronics Using PSpice*. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall, 1993, Capítulos 10 e 11.

P. WOOD. *Switching Power Converters*. Nova Iorque: Van Nostrand Reinhold Company, Inc., 1981.

R. P. SEVERNS e G. E. BLOOM. *Modern DC-to-DC Switchmode Power Converter Circuits*. Nova Iorque: Van Nostrand Reinhold Company, Inc., 1983.

S. A. CHIN, D. Y. CHEN e F. C. LEE. "Optimization of the energy storage inductors for dc to dc converters". *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES19, n. 2, 1983, pp. 203-14.

S. CUK, R. D. MIDDLEBOOK. "Advances in switched mode power conversion". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. IE30, n. 1, 1983, pp. 10-29.

S. CÚK. "Survey of switched mode power supplies". *IEEE International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives*, Londres, 1985, pp. 83-94.

T. TSUBOI, S. IZAWA, K. WAJIMA, T. OGAWA e T. KATTA. "Newly developed thyristor *chopper* equipment for electric railcars". *IEEE Transactions on Industry and General Applications*, vol. IA9, n.3, 1973.

Westinghouse Electric. "*Choppers* for São Paulo metro follow BART pattern". *Railway Gazette International*, vol. 129, n. 8, 1973, pp. 309-10.

QUESTÕES DE REVISÃO

9.1 O que é um *chopper* ou um conversor CC-CC?

9.2 Qual é o princípio de operação de um *chopper* abaixador?

9.3 Qual é o princípio de operação de um *chopper* elevador?

9.4 O que é o controle por modulação em largura de pulsos de um *chopper*?

9.5 O que é o controle por modulação em freqüência de um *chopper*?

9.6 Quais são as vantagens e desvantagens de um *chopper* de freqüência variável?

9.7 Qual é o efeito da indutância da carga na ondulação da corrente da carga?

9.8 Qual é o efeito da freqüência de operação na ondulação da corrente da carga?

9.9 Quais são as restrições para a transferência de energia controlável entre duas fontes de tensão CC?

9.10 Quais são os parâmetros de performance de um *chopper*?

9.11 O que é um regulador chaveado?

9.12 Quais são os quatro tipos básicos de reguladores chaveados?

9.13 Quais são as vantagens e desvantagens de um regulador *buck*?

9.14 Quais são as vantagens e desvantagens de um regulador *boost*?

9.15 Quais são as vantagens e desvantagens de um regulador *buck-boost*?

9.16 Quais são as vantagens e desvantagens de um regulador *Cúk*?

9.17 Qual é o propósito do circuito de comutação de um *chopper*?

9.18 Qual é a diferença entre o tempo de desligamento do circuito e o tempo de comutação de um tiristor?

9.19 Por que o capacitor de comutação fica sobrecarregado?

9.20 Por que a tensão mínima de saída do *chopper* clássico é limitada?

9.21 Quais são as vantagens e desvantagens do *chopper* clássico?

9.22 Quais são os efeitos da indutância da fonte?

9.23 Por que a inversão ressonante deve ser independente do tiristor principal?

9.24 Por que o pico da corrente ressonante do *chopper* de pulso ressonante deve ser maior que a máxima corrente de carga?

9.25 Quais são as vantagens e desvantagens de um *chopper* de pulso ressonante?

9.26 Em qual ciclo de trabalho a ondulação da corrente da carga torna-se máxima?

9.27 Por que o projeto do circuito de comutação pode requerer um método iterativo de solução?

9.28 Quais são as etapas gerais para o projeto de circuitos *chopper*?

9.29 Por que é utilizado o pico da corrente de carga em vez de a corrente média da carga no projeto de *choppers* com tiristores?

9.30 Quais são os efeitos da freqüência de operação nos tamanhos dos filtros?

PROBLEMAS

9.1 O *chopper* da Figura 9.1a tem uma carga resistiva de $R = 20\,\Omega$ e uma tensão de entrada $V_s = 220$ V. Quando a chave do *chopper* está ligada, sua queda de tensão é $V_{ch} = 1{,}5$ V e a freqüência de operação é $f = 10$ kHz. Se o ciclo de trabalho for de 80%, determinar **(a)** a tensão média de saída V_a, **(b)** a tensão eficaz de saída V_o, **(c)** a eficiência do *chopper*, **(d)** a resistência efetiva de entrada R_i e **(e)** o valor eficaz da componente fundamental dos harmônicos na tensão de saída.

9.2 Um *chopper* está alimentando uma carga *RL*, como mostrado na Figura 9.2, com $V_s = 220$ V, $R = 10\,\Omega$, $L = 15{,}5$ mH, $f = 5$ kHz e $E = 20$ V. Calcular **(a)** a corrente de carga instantânea mínima I_1, **(b)** a corrente de carga instantânea de pico I_2, **(c)** a ondulação máxima de pico a pico na corrente da carga, **(d)** a corrente média da carga I_a, **(e)** a corrente eficaz de carga I_o, **(f)** a resistência efetiva de entrada R_i e **(g)** o valor eficaz da corrente do *chopper* I_R.

9.3 O *chopper* na Figura 9.2 tem resistência de carga $R = 0{,}2\,\Omega$, tensão de entrada $V_s = 220$ V e tensão da bateria $E = 10$ V. A corrente média da carga é $I_a = 200$ A e a freqüência de operação é $f = 200$ Hz ($T = 5$ ms). Utilizar a tensão média de saída para calcular o valor da indutância da carga L, que limitaria a máxima ondulação da corrente de carga a 5% de I_a.

9.4 O *chopper* mostrado na Figura 9.5a é utilizado para controlar o fluxo de potência de uma fonte de tensão CC $V_s = 110$ V para uma bateria de tensão $E = 220$ V. A potência transferida para a bateria é 30 kW. A ondulação de corrente do indutor é desprezível. Determinar **(a)** o ciclo de trabalho k, **(b)** a resistência efetiva da carga R_{eq} e **(c)** a corrente média de entrada I_s.

9.5 Para o Problema 9.4, plotar a corrente instantânea do indutor e a corrente através da bateria E se o indutor L tiver um valor finito de $L = 7{,}5$ mH, $f = 250$ Hz e $k = 0{,}5$.

9.6 Uma carga *RL*, como mostrado na Figura 9.2, é controlada por um *chopper*. Se a resistência de carga for $R = 0{,}25\,\Omega$, a indutância $L = 20$ mH, a tensão de alimentação $V_s = 600$ V, a tensão da bateria $E = 150$ V e a freqüência de operação $f = 250$ Hz, determinar as correntes de carga máxima e mínima, a ondulação da corrente de carga de pico a pico e a corrente média da carga para k entre 0,1 e 0,9 com um incremento de 0,1.

9.7 Determinar a ondulação de corrente de pico a pico do Problema 9.6 utilizando as Eqs. (9.19) e (9.20) e comparar os resultados.

9.8 O regulador *buck* na Figura 9.12a tem uma tensão de entrada $V_s = 15$ V. A tensão média de saída requerida é $V_a = 5$ V e sua ondulação de tensão de pico a pico é

10 mV. A freqüência de operação é 20 kHz. A ondulação da corrente do indutor, de pico a pico, está limitada a 0,5 A. Determinar **(a)** o ciclo de trabalho k, **(b)** a indutância de filtro L e **(c)** o capacitor de filtro C.

9.9 O regulador *boost* na Figura 9.13a tem uma tensão de entrada $V_s = 6$ V. A tensão média de saída é $V_a = 15$ V e a corrente média da carga é $I_a = 0{,}5$ A. A freqüência de operação é 20 kHz. Se $L = 250\ \mu$H e $C = 440\ \mu$F, determinar **(a)** o ciclo de trabalho k, **(b)** a ondulação de corrente do indutor ΔI, **(c)** a corrente máxima do indutor I_2 e **(d)** a ondulação de tensão do capacitor de filtro ΔV_c.

9.10 O regulador *buck-boost* na Figura 9.14a tem uma tensão de entrada $V_s = 12$ V. O ciclo de trabalho é $k = 0{,}6$ e a freqüência de operação é 25 kHz. A indutância $L = 250\ \mu$H e a capacitância de filtro $C = 220\ \mu$F. A corrente média da carga é $I_a = 1{,}5$ A. Determinar **(a)** a tensão média de saída V_a, **(b)** a ondulação da tensão de saída de pico a pico ΔV_c, **(c)** a ondulação da corrente do indutor de pico a pico ΔI e **(d)** a corrente máxima do transistor I_p.

9.11 O regulador *Cúk* na Figura 9.15a tem uma tensão de entrada $V_s = 15$ V. O ciclo de trabalho é $k = 0{,}4$ e a freqüência de operação de chaveamento é de 25 kHz. A indutância de filtro é $L_2 = 350\ \mu$H e a capacitância de filtro é $C_2 = 220\ \mu$F. A capacitância de transferência de energia é $C_1 = 400\ \mu$F e a indutância $L_1 = 250\ \mu$H. A corrente média da carga é $I_a = 1{,}25$ A. Determinar **(a)** a tensão média de saída V_a, **(b)** a corrente média de entrada I_s, **(c)** a ondulação da corrente do indutor L_1, de pico a pico, ΔI_1, **(d)** a ondulação da tensão do capacitor C_1, de pico a pico, ΔV_{c1}, **(e)** a ondulação da corrente do indutor L_2, de pico a pico ΔI_2, **(f)** a ondulação da tensão do capacitor C_2, de pico a pico, ΔV_{c2}, e **(g)** a corrente máxima do transistor I_p.

9.12 Uma carga indutiva é controlada por um *chopper* de comutação por impulso como o da Figura 9.16 e a corrente máxima da carga é $I_m = 450$ A a uma tensão de alimentação de 220 V. A freqüência de operação é $f = 275$ Hz, o capacitor de comutação é $C = 60\ \mu$F e o indutor de inversão é $L_m = 20\ \mu$H. A indutância da fonte é $L_s = 8\ \mu$H. Determinar o tempo de desligamento do circuito e os limites de tensão de saída máxima e mínima.

9.13 Repetir o Problema 9.12 para o caso em que a indutância da fonte seja desprezível ($L_s = 0$).

9.14 Uma carga indutiva é controlada pelo *chopper* da Figura 9.20 e a corrente máxima da carga é $I_m = 350$ A a uma tensão de alimentação de $V_s = 750$ V. A freqüência de operação é $f = 250$ Hz, a capacitância de comutação é $C = 15\ \mu$F e a indutância de comutação é $L_m = 70\ \mu$H. Se a indutância da fonte for $L_s = 10\ \mu$H, determinar o tempo de desligamento do circuito t_{off}, a tensão de saída máxima e mínima e a tensão de saída para um ciclo de trabalho de $k = 0{,}5$.

9.15 Repetir o Problema 9.12 para o circuito *chopper* de pulso ressonante da Figura 9.22 se a capacitância de comutação for $C = 30\ \mu$F e a indutância de comutação for $L_m = 35\ \mu$H.

9.16 Calcular os valores dos componentes de comutação L_m e C para fornecer um tempo de desligamento do circuito $t_{off} = 20\ \mu$s para o circuito da Figura 9.16. As especificações para o circuito são $V_s = 600$ V, $I_m = 350$ A e $L_s = 6\ \mu$H. A corrente máxima através de T_1 não pode exceder a $2I_m$.

9.17 Repetir o Problema 9.16 para o circuito *chopper* da Figura 9.19, se a corrente máxima do diodo D_1 for limitada a $2I_m$. Determinar C e L_1.

9.18 Repetir o Problema 9.16 para o circuito *chopper* da Figura 9.20, se o pico da corrente de inversão ressonante for limitado a I_m.

9.19 Repetir o Problema 9.16 para o circuito da Figura 9.22, se a corrente de inversão ressonante através de T_2 for limitada a $2I_m$.

9.20 Calcular o valor do capacitor de comutação C para fornecer o tempo de desligamento t_{off} = 20 µs para o circuito da Figura 9.20, se V_s = 600 V, I_m = 350 A e L_s = 8 µH.

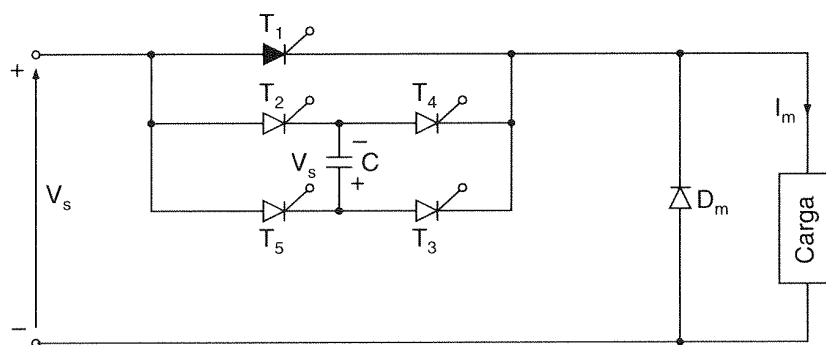



Figura P9.20

9.21 Uma carga altamente indutiva é controlada por um *chopper*, como mostrado na Figura P9.20. A corrente média da carga é 250 A, que tem ondulação de corrente desprezível. É utilizado um filtro de entrada *LC* simples, com L_e = 0,4 mH e C_e = 5000 µF. Se o *chopper* for operado à freqüência de f = 250 Hz, determinar a corrente harmônica total gerada pelo *chopper* na alimentação para k = 0,5. (*Dica:* considerar até o sétimo harmônico.)

9.22 O circuito *chopper* do Exemplo 9.11 utiliza uma rede *snubber RC* simples, como mostrado na Figura 4.8b, para os tiristores T_1, T_2 e T_3. Se o dv/dt de todos os tiristores for limitado a 200 V/µs e as correntes de descarga forem limitadas a 10% dos seus respectivos valores máximos, determinar **(a)** os valores dos resistores e capacitores *snubber* e **(b)** as especificações de potência dos resistores. Os efeitos das indutâncias da carga e da fonte L_s podem ser desprezados.

9.23 A corrente de manutenção do tiristor T_1 no *chopper* da Figura 9.20 é I_H = 200 mA e o tempo de atraso de T_1 é 1,5 µs. A tensão CC de entrada é 220 V e a indutância da fonte L_s é desprezível. Ele tem uma carga de L = 10 mH e R = 2 Ω. Determinar a largura mínima t_G do pulso de gatilho.

9.24 O *chopper buck* da Figura 9.29 tem uma tensão CC de entrada de V_s = 110 V, tensão média da carga V_a = 80 V e corrente média da carga I_a = 20 A. A freqüência de operação é f = 10 kHz. As ondulações de pico a pico são 5% para a tensão sobre a carga, 2,5% para a corrente da carga e 10% para o filtro da corrente L_e. **(a)** Determinar os valores de L_e, L e C_e. Utilizar o PSpice **(b)** para verificar os resultados, plotando a tensão instantânea do capacitor v_C e a corrente instantânea da carga i_L e **(c)** para calcular os coeficientes de Fourier da corrente de entrada i_s. Utilizar os parâmetros do modelo SPICE do Exemplo 9.14.

9.25 O *chopper boost* da Figura 9.12a tem uma tensão CC de entrada $V_s = 5\,V$. A resistência da carga é $R = 100\,\Omega$. A indutância é $L = 150\,\mu H$ e a capacitância de filtro é $C = 220\,\mu F$. A freqüência de operação é $f = 20\,kHz$ e o ciclo de trabalho do *chopper* é $k = 60\%$. Utilizar o PSpice para **(a)** plotar a tensão de saída v_C, a corrente de entrada i_s e a tensão do MOSFET v_T e **(b)** para calcular os coeficientes de Fourier da corrente de entrada i_s. Os parâmetros do modelo SPICE do MOSFET são L = 2U, W = .3, VTO = 2.831, KP = 20.53U, IS = 194E–18, CGSO = 9.027N, CGDO = 1.679N.

9.26 Os parâmetros do circuito *chopper* comutado por impulso da Figura 9.19 são: tensão de alimentação $V_s = 200\,V$, capacitor de comutação $C = 20\,\mu F$, indutância de comutação $L_m = 20\,\mu H$, indutância de descarga $L_1 = 25\,\mu H$, resistência de carga $R_m = 1\,\Omega$ e indutância da carga $L_m = 5\,mH$. Se o tiristor for modelado pelo circuito da Figura 7.19, utilizar o PSpice para plotar a tensão do capacitor v_c, a corrente do capacitor i_c e a corrente da carga i_L. A freqüência de operação é $f = 1\,kHz$ e o tempo de condução do tiristor T_1 é de 40%.

MAKRON
Books

Capítulo 10

Inversores Modulados por Largura de Pulso

10.1 INTRODUÇÃO

Os conversores em CC em CA são conhecidos como *inversores*. A função de um inversor consiste em converter uma tensão de entrada CC em uma tensão de saída CA simétrica de amplitude e freqüência desejadas. A tensão de saída pode ser fixa ou variável em uma freqüência também fixa ou variável. Uma tensão variável de saída pode ser obtida variando-se a amplitude da tensão CC de entrada e mantendo-se o ganho do inversor constante. Por outro lado, se a tensão CC de entrada for fixa e não-controlável, uma tensão variável de saída pode ser obtida pela variação do ganho do inversor, a qual é normalmente realizada pelo controle modulação por largura de pulso (do inglês *pulse width modulation – PWM*) dentro do inversor. O *ganho do inversor* pode ser definido como a relação entre a tensão de saída CA e a tensão de entrada CC.

As formas de onda da tensão de saída de inversores ideais deveriam ser senoidais. Entretanto, as formas de onda de inversores práticos são não-senoidais e contêm certos harmônicos. Para aplicações de baixa e média potências, tensões de onda quadrada ou quase quadrada podem ser aceitáveis; e para aplicações de potência elevada, são necessárias formas de onda senoidais com baixa distorção. Com a disponibilidade de dispositivos semicondutores de potência de alta velocidade, o conteúdo harmônico da tensão de saída pode ser minimizado ou reduzido significativamente pelas técnicas de chaveamento.

Os inversores são amplamente utilizados em aplicações industriais (por exemplo, acionamento de máquinas CA em velocidade variável, aquecimento indutivo, fontes auxiliares, sistema de energia ininterrupta). A entrada pode ser uma bateria, célula combustível, célula solar ou outra fonte CC. As saídas monofásicas típicas são: (1) 120 V

a 60 Hz, (2) 220 V a 50 Hz e (3) 115 V a 400 Hz. Para sistemas trifásicos de alta potência, as saídas típicas são: (1) 220/380 V a 50 Hz (2) 120/208 V a 60 Hz e (3) 115/200 V a 400 Hz.

Os inversores podem, geralmente, ser classificados em dois tipos: (1) inversores monofásicos e (2) inversores trifásicos. Cada tipo pode usar dispositivos com disparo ou bloqueio controlados (por exemplo, BJTs, MOSFETs, IGBTs, MCTs, SITs, GTOs) ou tiristores em comutação forçada, dependendo das aplicações. Esses inversores em geral usam sinais de controle PWM para produzir uma tensão CA de saída. Um inversor é chamado *inversor alimentado por tensão* (do inglês *voltage-fed inverter – VFI*) se a tensão de entrada for constante; *inversor alimentado por corrente* (do inglês *current-fed inverter – CFI*), se a corrente de entrada for mantida constante; e *inversor com interligação CC variável*, se a tensão de saída for controlável.

10.2 PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

O princípio dos inversores monofásicos pode ser explicado com o auxílio da Figura 10.1a. O circuito inversor consiste em dois *choppers*. Quando somente o transistor Q_1 está conduzindo por um tempo $T_0/2$, a tensão instantânea sobre a carga v_0 é $V_s/2$. Se somente o transistor Q_2 está conduzindo por um tempo $T_0/2$, $-V_s/2$ aparece sobre a carga. O circuito lógico deve ser projetado tal que Q_1 e Q_2 não estejam conduzindo simultaneamente. A Figura 10.1b mostra as formas de onda para a tensão de saída e as correntes no transistor com uma carga resistiva. Esse inversor necessita de uma fonte CC de três pontos, e quando um transistor é cortado, sua tensão reversa é V_s, em vez de $V_s/2$. Esse inversor é conhecido como *inversor meia-ponte*.

A tensão eficaz de saída pode ser encontrada a partir de

$$V_o = \left(\frac{2}{T_0} \int_0^{T_0/2} \frac{V_s^2}{4} \, dt \right)^{1/2} = \frac{V_s}{2} \tag{10.1}$$

A tensão instantânea de saída pode ser expressa na série de Fourier como

$$\begin{aligned} v_0 &= \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \operatorname{sen} n\omega t \\ &= 0 \qquad \text{para } n = 2, 4, \ldots \end{aligned} \tag{10.2}$$

onde $\omega = 2\pi f_0$ é a freqüência da tensão de saída em rad/s. Para $n = 1$, a Eq. (10.2) dá o valor eficaz da componente fundamental como

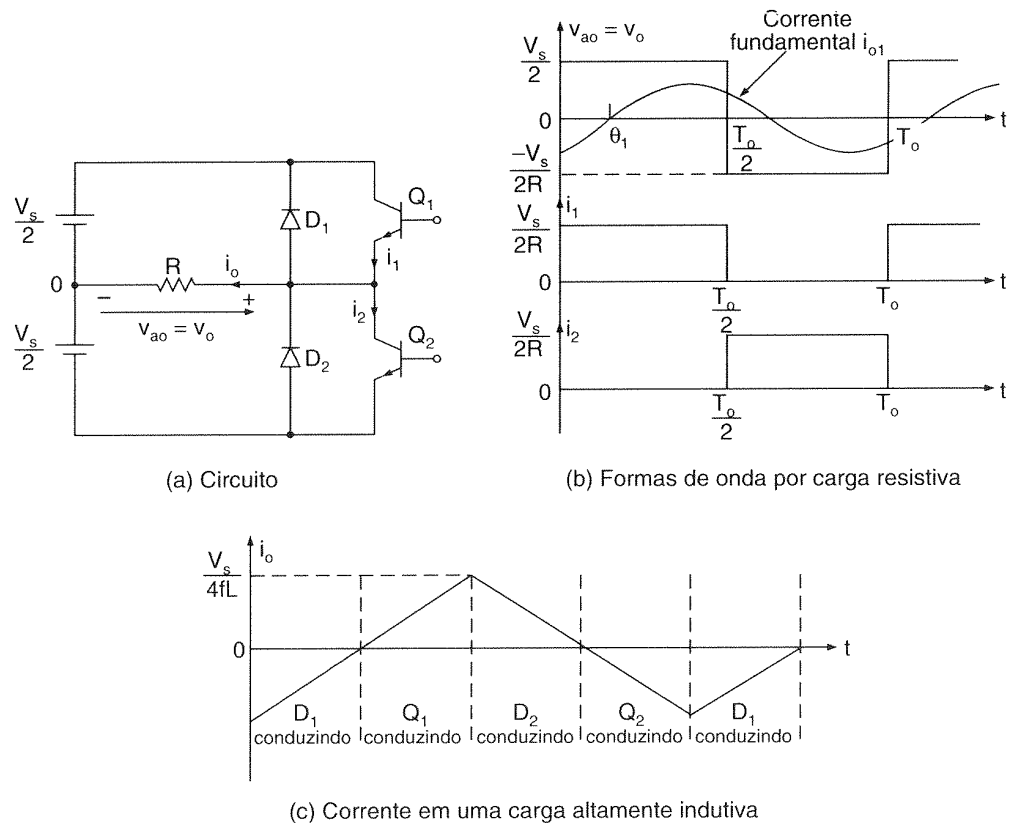
$$V_1 = \frac{2\,V_s}{\sqrt{2}\,\pi} = 0{,}45V_s \tag{10.3}$$

Figura 10.1

Inversor monofásico meia-ponte.

(a) Circuito

(b) Formas de onda por carga resistiva

(c) Corrente em uma carga altamente indutiva

Para uma carga indutiva, a corrente de carga não pode mudar imediatamente com a tensão de saída. Se Q_1 for cortado em $t = T_2/2$, a corrente de carga continuará a fluir através de D_2, da carga e da metade inferior da fonte CC até que a corrente caia a zero. Similarmente, quando Q_2 for cortado em $t = T_0$, a corrente de carga fluirá através de D_1, da carga e da metade superior da fonte CC. Quando o diodo D_1 ou D_2 conduzir, a energia será devolvida à fonte CC, e esses diodos são conhecidos como *diodos de realimentação*. A Figura 10.1c mostra a corrente de carga e os intervalos de condução dos dispositivos para uma carga puramente indutiva. Pode-se notar que, para uma carga puramente indutiva, um transistor conduz somente por $T_0/2$ (ou 90°). Dependendo do fator de potência da carga, o período de condução de um transistor pode variar de 90 a 180°.

Os transistores podem ser substituídos por GTOs ou tiristores com comutação forçada. Se t_q é o tempo de comutação de um tiristor, tem de existir um tempo de atraso mínimo de t_q entre os tiristores que estão sendo bloqueados e o disparo dos próximos tiristores que entrarão em condução. De outra forma, resultaria uma condição de curto-circuito através dos dois tiristores. Portanto, o tempo máximo de condução de um tiristor

seria $T_0/2 - t_q$. Na prática, mesmo os transistores necessitarão de um certo tempo para conduzir e cortar. Para uma operação de inversores bem-sucedida, o circuito lógico deveria levar isso em consideração.

Para uma carga RL, a corrente instantânea de carga i_0 pode ser encontrada a partir de

$$i_0 = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \operatorname{sen}(n\omega t - \theta_n) \tag{10.4}$$

em que $n = \tan^{-1}(n\omega L/R)$. Se I_{01} é a corrente fundamental de carga, a potência de saída fundamental (para $n = 1$) é

$$P_{01} = V_1 I_{01} \cos\theta_1 = I_{01}^2 R \tag{10.5}$$

$$= \left[\frac{2V_1}{\sqrt{2}\,\pi\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}}\right]^2 R \tag{10.5a}$$

Nota: Na maioria das aplicações (por exemplo, acionamentos de máquinas elétricas), a potência de saída devido à corrente fundamental é geralmente a potência útil, e a potência devido às correntes harmônicas é dissipada sob a forma de calor, aumentando a temperatura da carga.

10.3 PARÂMETROS DE PERFORMANCE

A saída de inversores práticos contém harmônicos e a qualidade de um inversor é normalmente avaliada em função dos seguintes parâmetros de performance:

Fator harmônico do *n*-ésimo harmônico – HF_n. O fator harmônico (do n-ésimo harmônico), que é uma medida da contribuição do harmônico individual, é definido como

$$\mathrm{HF}_n = \frac{V_n}{V_1} \tag{10.6}$$

onde V_1 é o valor eficaz da componente fundamental e V_n é o valor eficaz do n-ésimo componente harmônico.

Distorção harmônica total – THD. A distorção harmônica total, que é a medida da proximidade da forma entre a forma de onda e sua componente fundamental, é definida como

$$\text{THD} = \frac{1}{V_1}\left(\sum_{n=2,3,\ldots}^{\infty} V_n^2\right)^{1/2} \tag{10.7}$$

Fator de distorção – DF. A THD dá o conteúdo harmônico total, mas não indica o nível de cada componente harmônica. Se fosse utilizado um filtro na saída dos inversores, os harmônicos de mais alta ordem seriam atenuados mais eficientemente. Portanto, é importante um conhecimento de ambos, freqüência e amplitude, de cada harmônico. O fator de distorção indica a quantia de distorção harmônica que resta em uma forma de onda particular, após os harmônicos daquela forma de onda terem sido submetidos a uma atenuação de segunda ordem (isto é, divididos por n^2). Assim, DF é uma medida da eficiência em redução de harmônicos indesejáveis, sem ter de especificar os valores de um filtro de carga de segunda ordem, e é definido como

$$\text{DF} = \frac{1}{V_1}\left[\sum_{n=2,3,\ldots}^{\infty}\left(\frac{V_n}{n^2}\right)^2\right]^{1/2} \tag{10.8}$$

O fator de distorção de um componente harmônico individual (ou n-ésimo) é definido como

$$\text{DF}_n = \frac{V_n}{V_1 n^2} \tag{10.9}$$

Harmônico de mais baixa ordem – LOH. O harmônico de mais baixa ordem é o componente harmônico cuja freqüência está mais próxima da fundamental, e sua amplitude é maior ou igual a 3% da componente fundamental.

Exemplo 10.1

O inversor monofásico de meia-ponte na Figura 10.1a tem uma carga resistiva de $R = 2{,}4\ \Omega$ e a tensão CC de entrada é $V_s = 48$ V. Determinar (a) a tensão eficaz de saída na freqüência fundamental V_1, (b) a potência de saída P_o, (c) a corrente máxima e média de cada transistor, (d) a máxima tensão de bloqueio inverso V_{BR} de cada transistor, (e) a distorção harmônica total THD, (f) o fator de distorção DF e (g) o fator harmônico e o fator de distorção do harmônico de mais baixa ordem.

Solução: $V_s = 48$ V e $R = 2{,}4\ \Omega$.

(a) A partir da Eq. (10.3), $V_1 = 0{,}45 \times 48 = 21{,}6$ V.

(b) A partir da Eq. (10.1), $V_o = V_s/2 = 48/2 = 24$ V. A potência de saída, $P_o = V_o^2/R = 24^2/2{,}4 = 240$ W.

(c) A corrente máxima do transistor $I_p = 24/2{,}4 = 10$ A. Como cada transistor conduz por um ciclo de trabalho de 50%, a corrente média de cada transistor é $I_D = 0{,}5 \times 10 = 5$ A.

(d) A máxima tensão de bloqueio inverso $V_{BR} = 2 \times 24 = 48$ V.

(e) A partir da Eq. (10.3), $V_1 = 0{,}45V_s$ e a tensão harmônica eficaz V_h é

$$V_h = \left(\sum_{n=3,5,7,\ldots}^{\infty} V_n^2 \right)^{1/2} = (V_0^2 - V_1^2)^{1/2} = 0{,}2176V_s$$

A partir da Eq. (10.7), THD $= (0{,}2176V_s)/(0{,}45V_s) = 48{,}34\%$.

(f) A partir da Eq. (10.2), podemos encontrar V_n e então encontrar

$$\left[\sum_{n=3,5,\ldots}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n^2} \right)^2 \right]^{1/2} = \left[\left(\frac{V_3}{3^2} \right)^2 + \left(\frac{V_5}{5^2} \right)^2 + \left(\frac{V_7}{7^2} \right)^2 + \ldots \right]^{1/2} = 0{,}01712V_s$$

A partir da Eq. (10.8), DF $= 0{,}01712V_s/(0{,}45V_s) = 3{,}804\%$.

(g) O harmônico de mais baixa ordem é o terceiro, $V_3 = V_1/3$. A partir da Eq. (10.6), $HF_3 = V_3/V_1 = 1/3 = 33{,}33\%$ e, a partir da Eq. (10.9), $DF_3 = (V_3/3^2)/V_1 = 1/27 = 3{,}704\%$. Como $V_3 = 33{,}33\%$, que é maior que 3%, LOH $= V_3$.

10.4 INVERSORES MONOFÁSICOS EM PONTE

Um inversor monofásico em ponte é mostrado na Figura 10.2a. Ele consiste de quatro *choppers*. Quando os transistores Q_1 e Q_2 conduzem simultaneamente, a tensão de entrada V_s aparece sobre a carga. Se os transistores Q_3 e Q_4 conduzem ao mesmo tempo, a tensão sobre a carga é invertida e é $-V_s$. A forma de onda para a tensão de saída é mostrada na Figura 10.2b.

A tensão eficaz de saída pode ser encontrada a partir de

$$V_o = \left(\frac{2}{T_0} \int_0^{T_0/2} V_s^2 \, dt \right)^{1/2} = V_s \tag{10.10}$$

A Eq. (10.2) pode se estendida para expressar a tensão instantânea de saída na série de Fourier como

$$v_0 = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \operatorname{sen} n\omega t \tag{10.11}$$

e para $n = 1$, a Eq. (10.11) dá o valor eficaz da componente fundamental como

$$V_1 = \frac{4V_s}{\sqrt{2}\,\pi} = 0{,}90V_s \tag{10.12}$$

Usando a Eq. (10.4), a corrente instantânea de carga i_0 para uma carga RL torna-se

$$i_0 = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \operatorname{sen}(n\omega t - \theta_n) \tag{10.13}$$

onde $\theta_n = \tan^{-1}(n\omega L/R)$.

Quando os diodos D_1 e D_2 conduzem, a energia é devolvida para a fonte CC, e eles são conhecidos como *diodos de realimentação*. A Figura 10.1c mostra a forma de onda da corrente de carga para a carga indutiva.

Exemplo 10.2

Repetir o Exemplo 10.1 para o inversor monofásico em ponte da Figura 10.2a.

Solução: $V_s = 48$ V e $R = 2{,}4\ \Omega$.

(a) A partir da Eq. (10.12), $V_1 = 0{,}90 \times 48 = 43{,}2$ V.

(b) A partir da Eq. (10.10), $V_o = V_s = 48$ V. A potência de saída, $P_o = V_s^2/R = 48^2/2{,}4 = 960$ W.

(c) A corrente máxima do transistor, $I_p = 48/2{,}4 = 20$ A. Como cada transistor conduz por 50% do ciclo de trabalho, a corrente média de cada transistor é $I_D = 0{,}5 \times 20 = 10$ A.

(d) A máxima tensão de bloqueio inverso, $V_{BR} = 48$ V.

(e) A partir da Eq. (10.12), $V_1 = 0{,}9V_s$. A tensão harmônica eficaz V_n é

$$V_h = \left(\sum_{n=3,5,7,\ldots}^{\infty} V_n^2 \right)^{1/2} = (V_0^2 - V_1^2)^{1/2} = 0{,}4352V_s$$

(a) Circuito

(b) Formas de onda

(c) Corrente em uma carga altamente indutiva

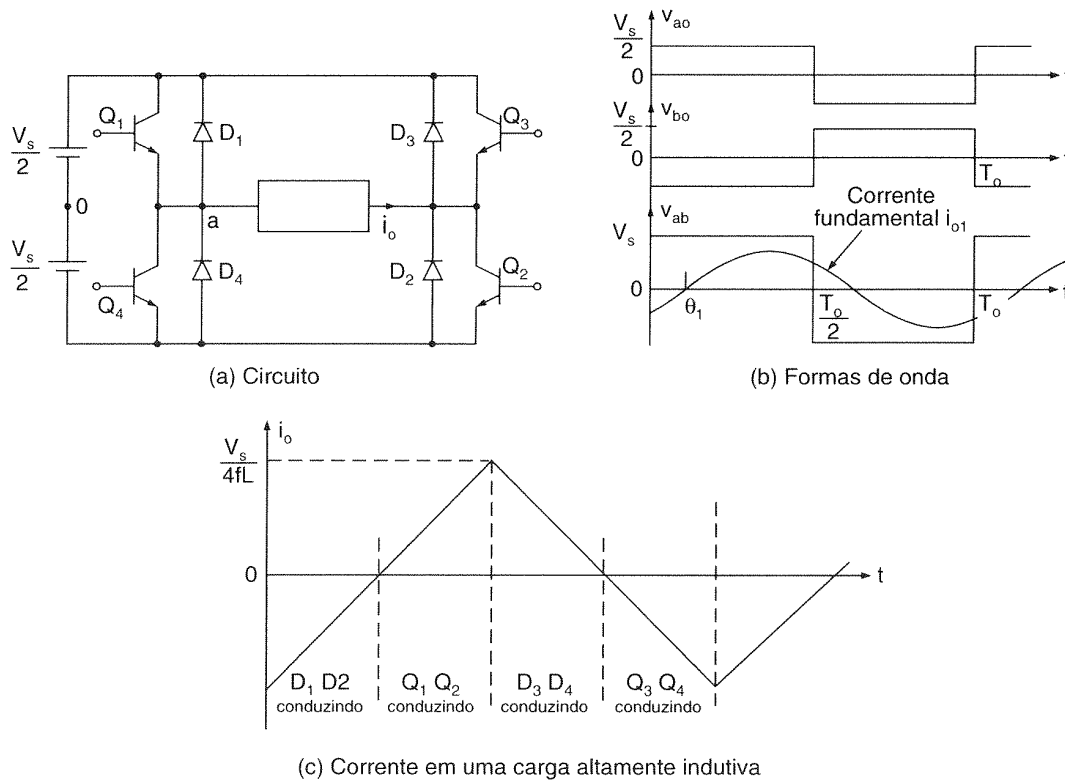



Figura 10.2

Inversor monofásico em ponte completa.

A partir da Eq. (10.7), THD = 0,4359 $V_S/(0{,}9\ V_S)$ = 48,34%.

(f) $$\left[\sum_{n=3,5,7,\ldots}^{\infty}\left(\frac{V_n}{n^2}\right)^2\right]^{1/2} = 0{,}0342V_s$$

A partir da Eq. (10.8), DF = $0{,}03424V_S/(0{,}9V_S)$ = 3,804%.

(g) O harmônico de mais baixa ordem é o terceiro, $V_3 = V_1/3$. A partir da Eq. (10.6), $HF_3 = V_3/V_1 = 1/3 = 33{,}33\%$; e a partir da Eq. (10.9), $DF_3 = (V_3/3^2)/V_1 = 1/27 = 3{,}704\%$.

Nota: A máxima tensão de bloqueio inverso de cada transistor e a quantidade da tensão de saída para inversores meia-ponte e ponte completa são as mesmas. Entretanto, para inversores em ponte completa, a potência de saída é quatro vezes maior e a componente fundamental é duas vezes maior que as dos inversores meia-ponte.

Exemplo 10.3

O inversor em ponte na Figura 10.2a tem uma carga *RLC* com $R = 10\,\Omega$, $L = 31{,}5$ mH e $C = 112\ \mu$F. A freqüência do inversor $f_0 = 60$ Hz e a tensão CC de entrada $V_s = 220$ V. (a) Expresse a corrente instantânea de carga na série de Fourier. Calcule (b) a corrente eficaz de carga na freqüência fundamental I_1; (c) o THD da corrente de carga; (d) a potência absorvida pela carga P_0 e a potência fundamental P_{01}; (e) a corrente média da alimentação CC I_s; e (f) a corrente eficaz e

máxima de cada transistor. (g) Desenhe a forma de onda da corrente fundamental de carga e mostre o intervalo de condução dos transistores e diodos. Calcule o tempo de condução (h) dos transistores e (i) dos diodos.

Solução: $V_s = 220$ V, $f_0 = 60$ Hz, $R = 10\ \Omega$, $L = 31{,}5$ mH, $C = 112\ \mu$F, e $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s. A reatância indutiva para a n-ésima tensão harmônica é

$$X_L = j\,2n\pi \times 60 \times 31{,}5 \times 10^{-3} = j\,11{,}87n\ \Omega$$

A reatância capacitiva para a n-ésima tensão harmônica é

$$X_c = -\frac{j\,10^6}{2n\pi \times 60 \times 112} = \frac{-j\,23{,}68}{n}\ \Omega$$

A impedância para a n-ésima tensão harmônica é

$$|Z_n| = [10^2 + (11{,}87n - 23{,}68/n)^2]^{1/2}$$

e o ângulo do fator de potência para a n-ésima tensão harmônica é

$$\theta_n = \tan^{-1}\frac{11{,}87n - 23{,}68/n}{10} = \tan^{-1}\left(1{,}187n - \frac{2{,}368}{n}\right)$$

(a) A partir da Eq. (8.11), a tensão instantânea de saída pode ser expressa como

$$v_0(t) = 280{,}1\,\text{sen}(377t) + 93{,}4\,\text{sen}(3 \times 377t) + 56{,}02\,\text{sen}(5 \times 377t)$$

$$+ 40{,}02\,\text{sen}(7 \times 377t) + 31{,}12\,\text{sen}(9 \times 377t) + \ldots$$

Dividindo a tensão de saída pela impedância de carga e considerando o atraso apropriado devido aos ângulos do fator de potência, podemos obter a corrente instantânea de carga como

$$i_0(t) = 18{,}1\,(377t + 49{,}72^\circ) + 3{,}17\,\text{sen}(3 \times 377t - 70{,}17^\circ)$$

$$+ \text{sen}(5 \times 377t - 79{,}63^\circ) + 0{,}5\,\text{sen}(7 \times 377t - 82{,}85^\circ)$$

$$+ 0{,}3\,\text{sen}(9 \times 377t - 84{,}52^\circ) + \ldots$$

(b) A máxima corrente fundamental de carga, $I_{m1} = 18{,}1$ A. A corrente eficaz de carga na freqüência fundamental, $I_{01} = 18{,}1/\sqrt{2} = 12{,}8$ A.

(c) Considerando até o nono harmônico, a corrente máxima de carga é

$$I_m = (18{,}1^2 + 3{,}17^2 + 1{,}0^2 + 0{,}5^2 + 0{,}3^2)^{1/2} = 18{,}41\ \text{A}$$

A corrente eficaz harmônica de carga é

$$I_h = (I_m^2 - I_{m1}^2)^{1/2} = \frac{18{,}41^2 - 18{,}1^1}{\sqrt{2}} = 2{,}3789 \text{ A}$$

Usando a Eq. (10.7), a THD da corrente de carga,

$$\text{THD} = \frac{(I_m^2 - I_{m1}^2)^{1/2}}{I_{m1}} = \left[\left(\frac{18{,}41}{18{,}1}\right)^2 - 1\right]^{1/2} = 18{,}59\%$$

(d) A corrente eficaz de carga $I_o \cong I_m/\sqrt{2} = 18{,}41/\sqrt{2} = 13{,}02$ A e a potência na carga, $P_o = 13{,}02^2 \times 10 = 1695$ W. Usando a Eq. (10.5), a potência fundamental de saída é

$$P_{o1} = I_{o1}^2 R - 12{,}8^2 \times 10 = 1638 \text{ W}$$

(e) A corrente média de alimentação $I_s = 1695/220 = 7{,}7$ A.

(f) A corrente máxima do transistor $I_p \cong I_m = 18{,}41$ A. A corrente eficaz máxima permissível de cada transistor, $I_R = I_o/\sqrt{2} = I_p/2 = 18{,}41/2 = 9{,}2$ A.

(g) A forma de onda para a corrente fundamental de carga, $i_1(t)$, é mostrada na Figura 10.3.

(h) A partir da Figura 10.3a, o tempo de condução de cada transistor é encontrado aproximadamente a partir da $\omega t_0 = 180 - 49{,}72 = 130{,}28°$ ou $t_0 = 130{,}28 \times \pi/(180 \times 377) = 6031\ \mu s$

(i) O tempo de condução de cada diodo é aproximadamente

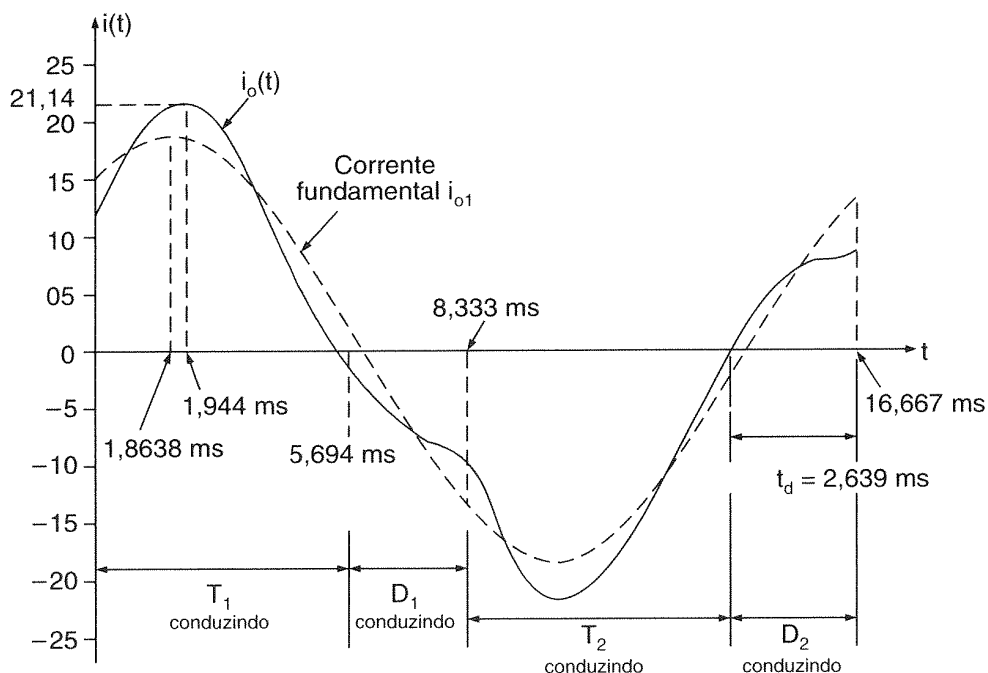
$$t_d = (180 - 130{,}28) \times \frac{\pi}{180 \times 377} = 2302\ \mu s$$

Notas:

1. Para calcular os valores exatos dos picos de corrente do tempo de condução dos transistores e diodos, a corrente instantânea de carga $i_o(t)$ deveria ser plotada como mostrado na Figura 10.3. O tempo de condução de um transistor tem de satisfazer à condição $i_0(t = t_o) = 0$, e uma plotagem de $i_o(t)$ por um programa de computador dá $I_p = 21{,}14$ A, $t_0 = 5694\ \mu s$ e $t_d = 2639\ \mu s$.

2. Esse exemplo pode ser repetido para avaliar a performance de um inversor com cargas R, RL ou RLC com uma mudança apropriada na impedância de carga Z_L e no ângulo de carga θ_n.

Figura 10.3

Formas de onda para o Exemplo 10.3.

10.5 INVERSORES TRIFÁSICOS

Os inversores trifásicos são normalmente utilizados para aplicações de potência elevada. Três inversores monofásicos de meia-ponte (ou completa) podem ser conectados em paralelo, como mostrado na Figura 10.4a, para formar a configuração de um inversor trifásico. Os sinais de comando dos inversores monofásicos devem ser adiantados ou atrasados em 120° um em relação ao outro, para se obterem tensões trifásicas (fundamentais) equilibradas. Os enrolamentos primários dos transformadores têm de ser isolados uns dos outros, enquanto os enrolamentos secundários podem ser conectados em estrela ou em triângulo. O secundário do transformador normalmente é conectado em estrela para eliminar harmônicos triplos ($n = 3, 6, 9, \ldots$) que aparecem nas tensões de saída, e a disposição do circuito é mostrada na Figura 10.4b. Essa disposição necessita de três transformadores monofásicos, 12 transistores e 12 diodos. Se as tensões de saída dos inversores monofásicos não forem perfeitamente equilibradas em amplitudes e fases, as tensões de saída trifásicas serão desequilibradas.

Uma saída trifásica pode ser obtida a partir de uma configuração com seis transistores e seis diodos, como mostrado na Figura 10.5a. Dois tipos de sinais de controle podem ser aplicados aos transistores: condução por 180° ou condução por 120°.

10.5.1 Condução por 180 Graus

Cada transistor conduz por 180°. Três transistores permanecem conduzindo em qualquer instante de tempo. Quando o transistor Q_1 entra em condução, o terminal a é conectado

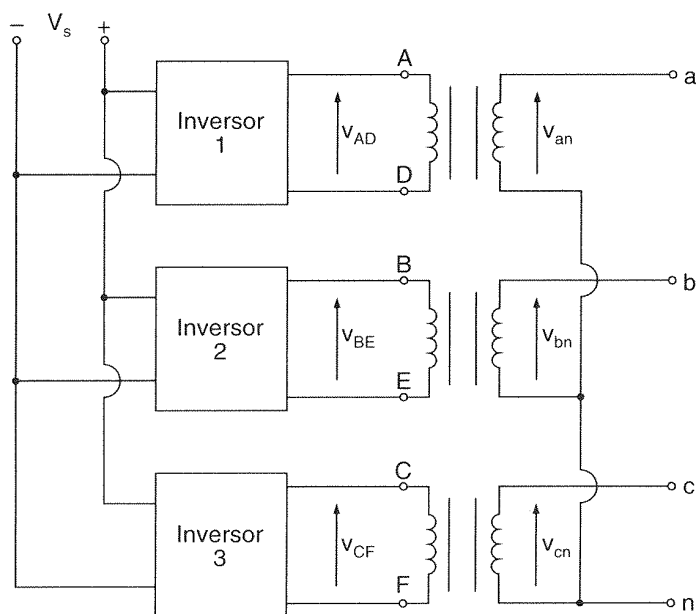
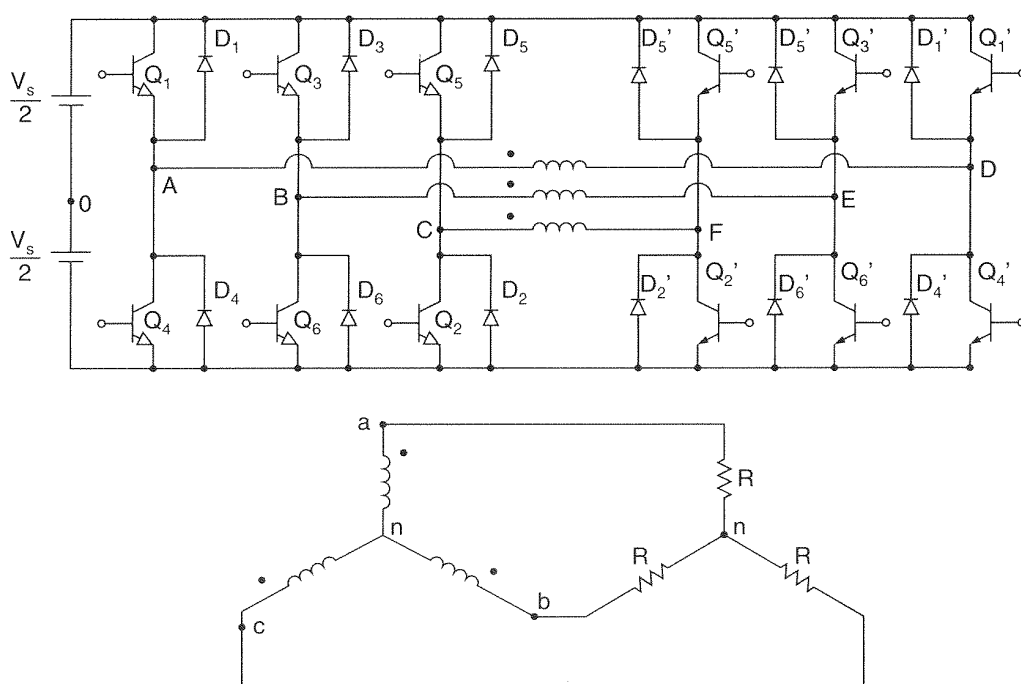
ao positivo da tensão CC de entrada. Quando o transistor Q_4 entra em condução, o terminal *a* é levado ao negativo da fonte CC. Existem seis modos de operação em um ciclo e a duração de cada modo é de 60°. Os transistores são numerados em sua seqüência de comando (por exemplo, 123, 234, 345, 456, 561, 612). Os sinais de comando mostrados na Figura 10.5b são defasados 60° uns dos outros para se obterem tensões trifásicas (fundamentais) equilibradas.

(a) Esquemático

Figura 10.4

Inversor trifásico formado por três inversores monofásicos.

(b) Diagrama do circuito

A carga pode ser conectada em estrela ou em triângulo, como mostrado na Figura 10.6. Para uma carga conectada em triângulo, as correntes de fase podem ser obtidas diretamente a partir das tensões de linha. Uma vez que as correntes de fase são conhecidas, as correntes de linha podem ser determinadas. Para uma carga conectada em estrela, as tensões de fase-neutro têm de ser determinadas de modo a encontrar as correntes de linha (ou fase). Existem três modos de operação em um semiciclo e os circuitos equivalentes são mostrados na Figura 10.7a para uma carga conectada em estrela.

Figura 10.5

Inversor trifásico em ponte.

(b) Formas de onda para condução por 180°

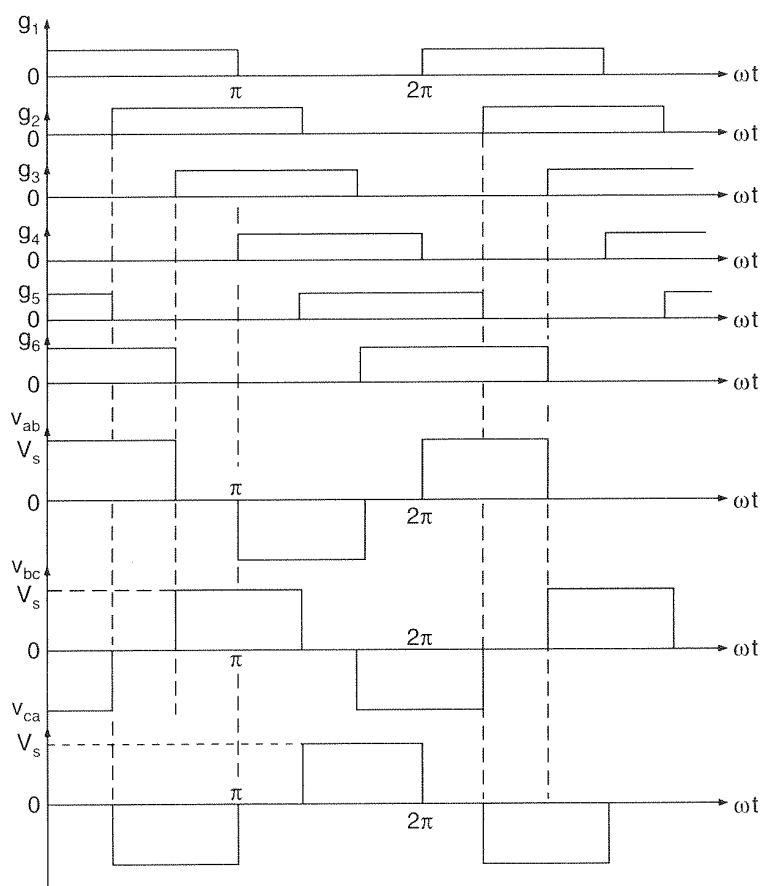
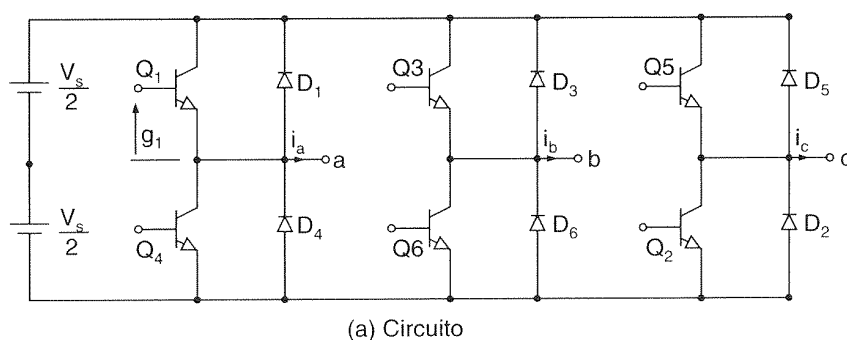
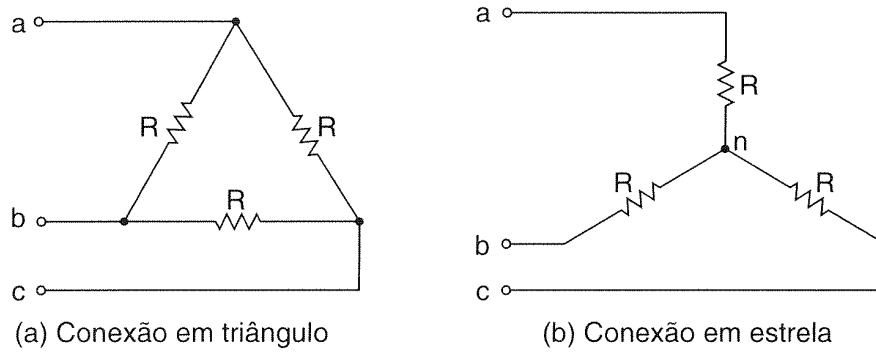



Figura 10.6

Carga conectada em triângulo/estrela.

Durante o modo 1, para $0 \leq \omega t < \pi/3$,

$$R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2}$$

$$i_1 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2V_s}{3R}$$

$$v_{an} = v_{cn} = \frac{i_1 R}{2} = \frac{V_s}{3}$$

$$v_{bn} = -i_1 R = \frac{-2V_s}{3}$$

Durante o modo 2, para $\pi/3 \leq \omega t < 2\pi/3$,

$$R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2}$$

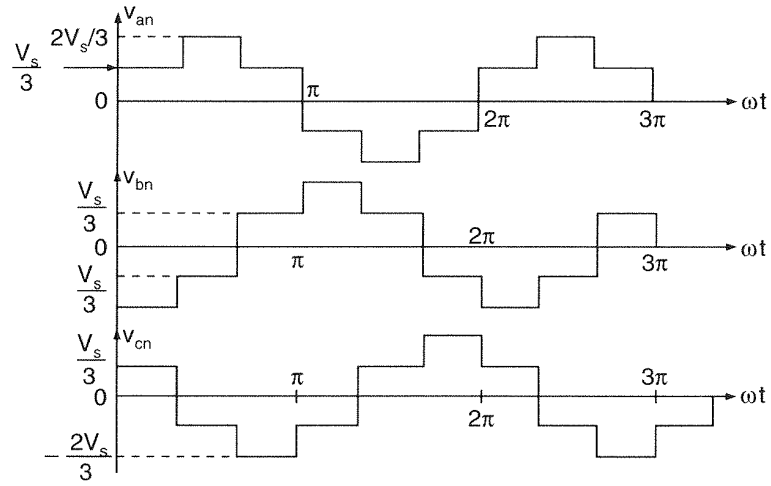
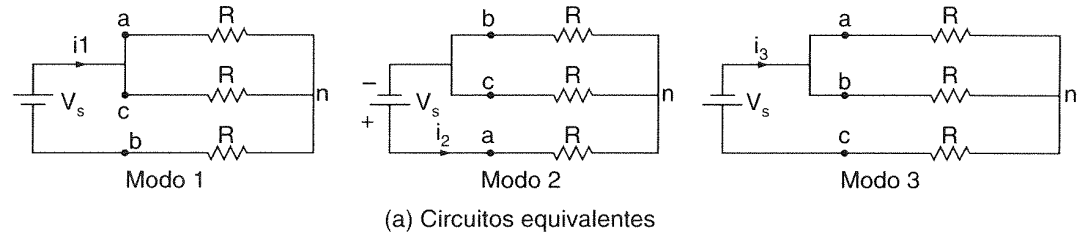
$$i_2 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2V_s}{3R}$$

$$v_{an} = i_2 R = \frac{2V_s}{3}$$

$$v_{bn} = v_{cn} = \frac{-i_2 R}{2} = \frac{-V_s}{3}$$

Figura 10.7

Circuitos equivalentes para carga resistiva conectada em estrela.

(a) Circuitos equivalentes

(b) Tensões de fase para condução por 180°

Durante o modo 3, para $2\pi/3 \leq \omega t < \pi$,

$$R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2}$$

$$i_3 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2V_s}{3R}$$

$$v_{an} = v_{bn} = \frac{i_3 R}{2} = \frac{V_s}{3}$$

$$v_{cn} = -i_3 R = \frac{-2V_s}{3}$$

As tensões de fase-neutro são mostradas na Figura 10.7b. A tensão instantânea de linha, v_{ab}, na Figura 10.5b pode ser expressa em uma série de Fourier, reconhecendo que v_{ab} é defasado de $\pi/6$ e os harmônicos pares são zero.

$$v_{ab} = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos\frac{n\pi}{6} \operatorname{sen} n\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \tag{10.14}$$

v_{bc} e v_{ca} podem ser encontrados a partir da Eq. (10.14), pelo deslocamento de v_{ab} por 120° e 240°, respectivamente,

$$v_{bc} = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos\frac{n\pi}{6} \operatorname{sen} n\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \tag{10.15}$$

$$v_{ca} = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos\frac{n\pi}{6} \operatorname{sen} n\left(\omega t - \frac{7\pi}{2}\right) \tag{10.16}$$

Podemos notar, a partir das Eqs. (10.14), (10.15) e (10.16), que os harmônicos ímpares múltiplos de três ($n = 3, 9, 15, \ldots$) seriam zero em tensões de linha.

A tensão eficaz de linha pode ser encontrada a partir de

$$V_L = \left[\frac{2}{2\pi}\int_0^{2\pi/3} V_s^2 \, d(\omega t)\right]^{1/2} = \sqrt{\frac{2}{3}}\, V_s = 0{,}8165V_s \tag{10.17}$$

A partir da Eq. (10.14), a n-ésima componente eficaz da tensão de linha é

$$V_{Ln} = \frac{4V_s}{\sqrt{2}\, n\pi} \cos\frac{n\pi}{6} \tag{10.18}$$

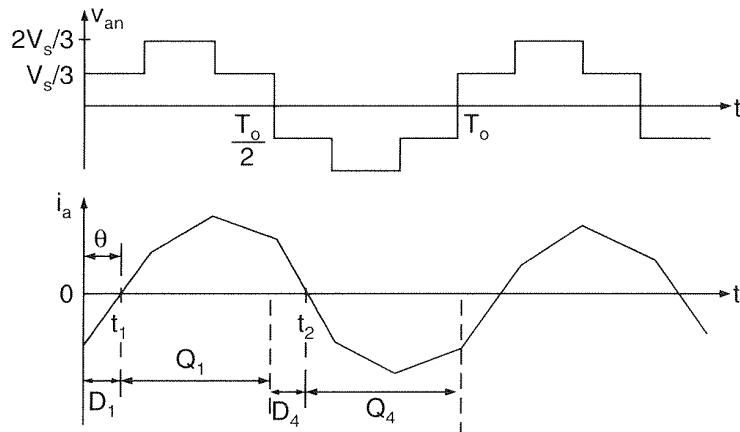
que, para $n = 1$, dá a tensão fundamental de linha

$$V_{L1} = \frac{4V_s \cos 30°}{\sqrt{2}\,\pi} = 0{,}7797V_s \tag{10.19}$$

O valor eficaz da tensão de fase-neutro pode ser encontrado a partir da tensão de linha como

$$V_p = \frac{V_L}{\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{2}\, V_s}{3} = 0{,}4714V_s \tag{10.20}$$

Figura 10.8

Inversor trifásico com carga *RL*.

Com cargas resistivas, os diodos em paralelo com os transistores não têm função. Se a carga fosse indutiva, a corrente em cada ramo do inversor seria atrasada da sua tensão, como mostrado na Figura 10.8. Quando o transistor Q_4 na Figura 10.5a cortar, o único caminho para a corrente de linha negativa i_a será através de D_1. Assim, o terminal a da carga será conectado à fonte CC através de D_1 até que a corrente de carga inverta sua polaridade em $t = t_1$. Durante o período para $0 \leq t \leq t_1$, o transistor Q_1 não conduzirá. De maneira semelhante, o transistor Q_4 somente começará a conduzir em $t = t_2$. Os transistores têm de ser continuamente excitados, já que o tempo de condução dos transistores e diodos depende do fator de potência da carga.

Para uma carga conectada em estrela, a tensão de fase é $v_{an} = v_{ab}/\sqrt{3}$ com um atraso de 30°. Usando a Eq. (10.14), a corrente de linha i_a para uma carga RL é dada por

$$i_a = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \left[\frac{4V_s}{\sqrt{3}\, n\pi \sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \cos\frac{n\pi}{6} \right] \operatorname{sen}(n\omega t - \theta_n) \qquad (10.21)$$

onde $\theta_n = \tan^{-1}(n\omega L/R)$.

Exemplo 10.4

O inversor trifásico na Figura 10.5a tem uma carga resistiva conectada em estrela de $R = 5\,\Omega$ e $L = 23$ mH. A freqüência do inversor é $f_0 = 60$ Hz e a tensão CC de entrada é $V_s = 220$ V. (a) Expresse a tensão instantânea de linha $v_{ab}(t)$ e a corrente de linha $i_a(t)$ em uma série de Fourier. Determinar (b) a tensão eficaz de linha VL; (c) a tensão eficaz de fase V_p; (d) a tensão eficaz de linha V_{L1} na freqüência fundamental; (e) a tensão eficaz de fase na freqüência fundamental, V_{p1}; (f) a distorção harmônica total THD; (g) o fator de distorção DF; (h) o fator harmônico e o fator de distorção do harmônico de mais baixa ordem; (i) a potência na carga P_o; (j) a corrente média no transistor I_D; e (k) a corrente eficaz no transistor I_R.

Solução: $V_s = 220$ V, $R = 5\,\Omega$, $f_0 = 60$ Hz e $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s.

(a) Usando a Eq. (10.14), a tensão instantânea de linha $v_{ab}(t)$ pode ser escrita como

$$v_{ab}(t) = 242{,}58 \operatorname{sen}(377t + 30°) - 48{,}52 \operatorname{sen} 5(377t + 30°)$$

$$- 34{,}66 \operatorname{sen} 7(377t + 30°) + 22{,}05 \operatorname{sen} 11(377t + 30°)$$

$$+ 18{,}66 \operatorname{sen} 13(377t + 30°) - 14{,}27 \operatorname{sen} 17(377t + 30°) + \ldots$$

$$Z_L = \sqrt{R^2 + (n\omega L)^2} \,\underline{/ \tan^{-1}(n\omega L/R)} = \sqrt{5^2 + (8{,}67n)^2} \,\underline{/ \tan^{-1}(8{,}67n/5)}$$

Usando a Eq. (10.21), a corrente instantânea de linha (ou fase) é dada por

$$i_{a(t)} = 14 \operatorname{sen}(377t - 60°) - 0{,}64 \operatorname{sen}(5 \times 377t - 83{,}4°)$$

$$- 0{,}33 \operatorname{sen}(7 \times 377t - 85{,}3°) + 0{,}13 \operatorname{sen}(11 \times 377t - 87°)$$

$$+ 0{,}10 \operatorname{sen}(13 \times 377t - 87{,}5°) - 0{,}06 \operatorname{sen}(17 \times 377t - 88°) - \ldots$$

(b) A partir da Eq. (10.17), $V_L = 0{,}8165 \times 220 = 179{,}63$ V.

(c) A partir da Eq. (10.20), $V_p = 0{,}4714 \times 220 = 103{,}7$ V.

(d) A partir da Eq. (10.19), $V_{L1} = 0{,}7797 \times 220 = 171{,}53$ V.

(e) $V_{p1} = V_{L1}/\sqrt{3} = 99{,}03$ V.

(f) A partir da Eq. (10.17), $V_{L1} = 0{,}7797V_s$

$$\left(\sum_{n=5,7,11,\ldots}^{\infty} V_{Ln}^2 \right)^{1/2} = (V_L^2 - V_{L1}^2)^{1/2} = 0{,}24236V_s$$

A partir da Eq. (10.7), THD $= 0{,}24236V_s/(0{,}7797V_s) = 31{,}08\%$. A tensão harmônica eficaz de linha é

$$\text{(g)}\quad V_{Lh} = \left[\sum_{n=5,7,11,\ldots}^{\infty} \left(\frac{V_{Ln}}{n^2} \right)^2 \right]^{1/2} = 0{,}00666V_s$$

A partir da Eq. (10.8), DF $= 0{,}00666V_s/(0{,}7797V_s) = 0{,}854\%$.

(h) O harmônico de mais baixa ordem é o quinto, $V_{L5} = V_{L1}/5$. A partir da Eq. (10.6), $HF_5 = V_{L5}/V_{L1} = 1/5 = 20\%$ e, a partir da Eq. (10.9), $DF_5 = (V_{L5}/5^2)/V_{L1} = 1/125 = 0{,}8\%$.

(i) Para cargas conectadas em estrela, a corrente de linha é a mesma que a fase, e a eficaz de linha é

$$I_L = \frac{(14^2 + 0{,}64^2 + 0{,}33^2 + 0{,}13^2 + 0{,}10^2 + 0{,}06^2)^{1/2}}{\sqrt{2}} = 9{,}91 \text{ A}$$

A potência na carga é $P_0 = 3I_L^2 R = 3 \times 9{,}91^2 \times 5 = 1473$ W.

(j) A corrente média de alimentação $I_s = P_o/220 = 1473/220 = 6{,}7$ A e a corrente média no transistor $I_D = 6{,}7/3 = 2{,}23$ A.

(k) Como a corrente de linha é dividida para dois transistores, o valor eficaz da corrente no transistor é $I_R = I_L/\sqrt{2} = 9{,}91/\sqrt{2} = 5{,}72$ A.

10.5.2 Condução por 120 Graus

Nesse tipo de controle, cada transistor conduz por 120°. Somente dois transistores estão conduzindo em qualquer instante de tempo. Os sinais de comando são mostrados na Figura 10.9. A seqüência de condução dos transistores é 61, 12, 23, 34, 45, 56, 61. Existem três modos de operação em um semiciclo e os circuitos equivalentes para uma carga conectada em estrela são mostrados na Figura 10.10a. Durante o modo 1, para $0 \le \omega t \le \pi/3$, os transistores 1 e 6 conduzem.

$$v_{an} = \frac{V_S}{2} \qquad v_{bn} = -\frac{V_S}{2} \qquad v_{cn} = 0$$

Durante o modo 2, para $\pi/3 \le \omega t \le 2\pi/3$, os transistores 1 e 2 conduzem.

$$v_{an} = \frac{V_S}{2} \qquad v_{bn} = 0 \qquad v_{cn} = -\frac{V_S}{2}$$

Durante o modo 3, para $2\pi/3 \le \omega t \le 3\pi/3$, os transistores 2 e 3 conduzem.

$$v_{an} = 0 \qquad v_{bn} = \frac{V_S}{2} \qquad v_{cn} = -\frac{V_S}{2}$$

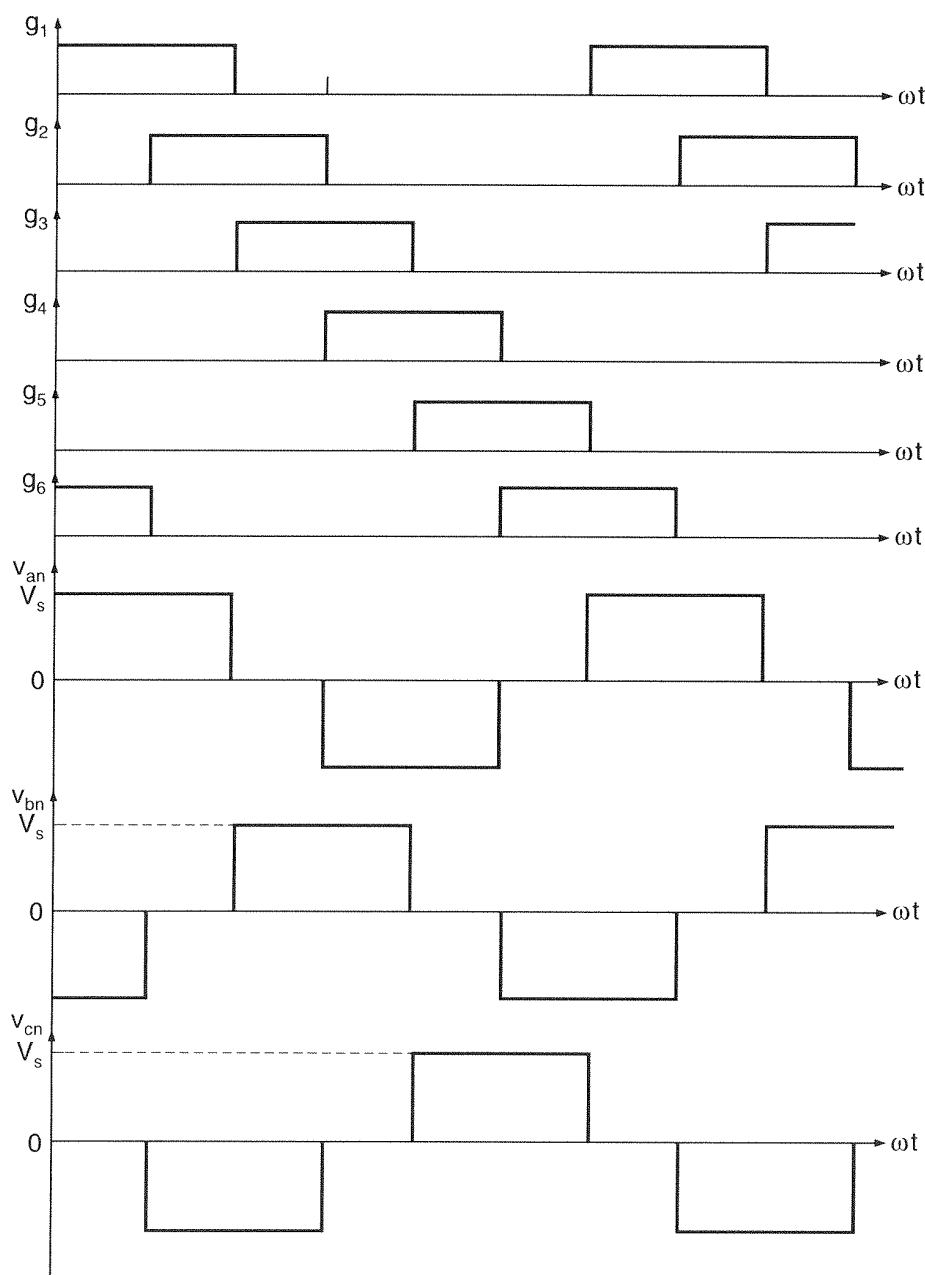



Figura 10.9

Sinais de comando para condução por 120°.

(a) Modo 1

(b) Modo 2

(c) Modo 3

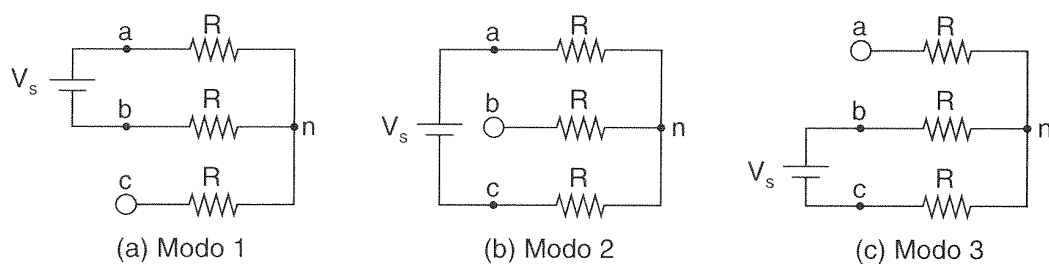



Figura 10.10

Circuitos equivalentes para carga resistiva conectada em estrela.

As tensões de fase-neutro que são mostradas na Figura 10.10b podem ser expressas na série de Fourier.

$$v_{an} = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \cos\frac{n\pi}{6} \operatorname{sen} n\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \tag{10.22}$$

$$v_{bn} = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \cos\frac{n\pi}{6} \operatorname{sen} n\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \tag{10.23}$$

$$v_{cn} = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \cos\frac{n\pi}{6} \operatorname{sen} n\left(\omega t - \frac{7\pi}{6}\right) \tag{10.24}$$

A tensão de linha de a para b é $v_{ab} = \sqrt{3}\, v_{an}$ com uma fase adiantada de 30°. Há um atraso de $\pi/6$ entre o corte do transistor Q_1 e a entrada em condução de Q_4. Desse modo, não existe curto-circuito da fonte CC através dos transistores superior e inferior. Em qualquer instante, dois terminais da carga são conectados à fonte de alimentação CC e o terceiro permanece aberto. O potencial desse terminal aberto dependerá das características da carga e seria imprevisível. Como um transistor conduz por 120°, os transistores são menos utilizados quando comparados aos de condução por 180° para as mesmas condições de carga.

10.6 CONTROLE DE TENSÃO DE INVERSORES MONOFÁSICOS

Em muitas aplicações industriais, é sempre necessário controlar a tensão de saída de inversores (1) para resolver as variações da tensão CC de entrada, (2) para regulação de tensão de inversores e (3) para a manutenção da relação tensão/freqüência constante. Há várias técnicas para alterar o ganho do inversor. O método mais eficiente de controle do ganho (e tensão de saída) consiste em incorporar o controle de modulação por largura de pulso (PWM) dentro do inversor. As técnicas comumente utilizadas são:

1. modulação por largura de pulso único;
2. modulação por largura de pulsos múltiplos;
3. modulação por largura de pulsos senoidal;
4. modulação por largura de pulsos senoidal modificada;
5. controle por deslocamento de fase.

10.6.1 Modulação por Largura de Pulso Único

No controle através da modulação por largura de pulso único, existe somente um pulso por semiciclo e a sua largura é variada para controlar a tensão de saída do inversor. A Figura 10.11 mostra a geração dos sinais de comando e a tensão de saída do inversor monofásico em ponte completa. Os sinais de comando são gerados por comparação de um sinal de referência retangular de amplitude A_r, com uma onda portadora triangular de amplitude A_c. A freqüência do sinal de referência determina a freqüência fundamental da tensão de saída. Pela variação de A_r, de 0 até A_c, a largura do pulso, δ, pode ser variada de 0 até 180°. A relação entre A_r e A_c é a variável controlada e é definida como *índice de modulação* de amplitude ou simplesmente índice de modulação, que é

$$M = \frac{A_r}{A_c} \tag{10.25}$$

A tensão eficaz de saída pode ser encontrada a partir de

$$V_o = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{(\pi - \delta)/2}^{(\pi + \delta)/2} V_s^2 \, d(\omega t) \right]^{1/2} = V_s \sqrt{\frac{\delta}{\pi}} \tag{10.26}$$

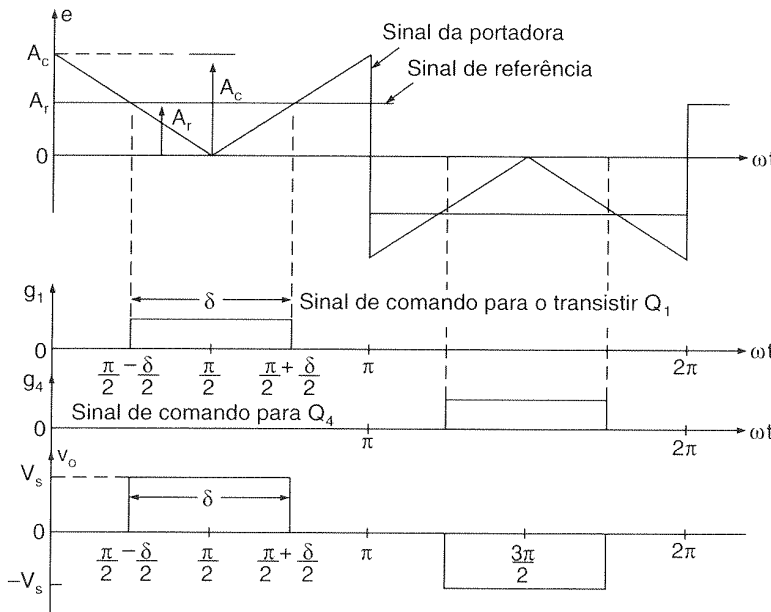



Figura 10.11

Modulação por largura de pulso único.

A série de Fourier da tensão de saída dá

$$v_o(t) = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \operatorname{sen} \frac{n\delta}{2} \operatorname{sen} n\omega t \tag{10.27}$$

Um programa de computador chamado PROG-5 foi desenvolvido para avaliar a performance de modulação de pulso único para inversores monofásicos em ponte completa, e esse programa está listado no Apêndice F. A Figura 10.12 mostra o perfil de harmônicos com a variação do índice de modulação *M*. O harmônico dominante é o terceiro, e o fator de distorção aumenta significativamente a uma baixa tensão de saída.

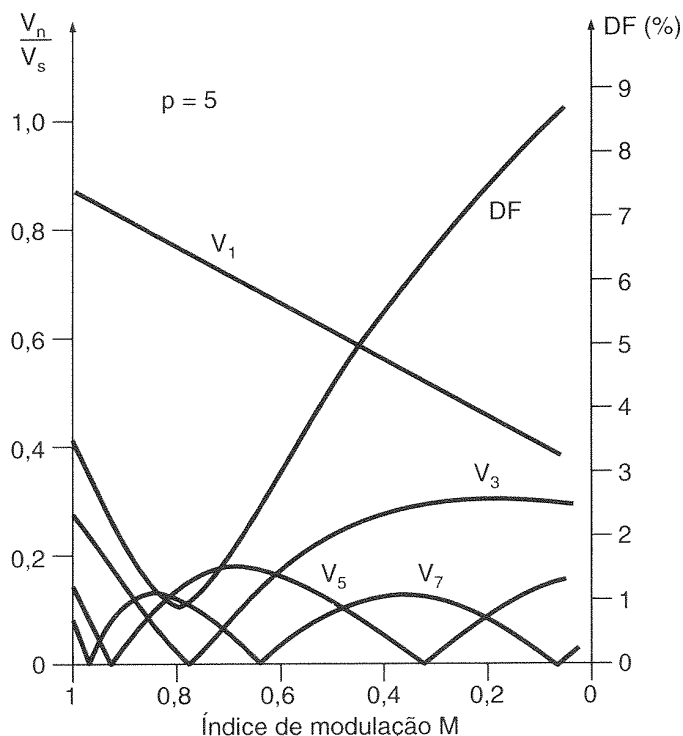
10.6.2 Modulação por Largura de Pulsos Múltiplos

O conteúdo harmônico pode ser reduzido pelo uso de muitos pulsos em cada semiciclo da tensão de saída. A geração dos sinais de comando para ligar e desligar os transistores, como mostrado na Figura 10.13a, é feita por comparação de um sinal de referência com uma onda portadora triangular. A freqüência do sinal de referência estabelece a freqüência da saída, f_o, e a freqüência da portadora, f_c, determina o número de pulsos por semiciclo, *p*. O índice de modulação controla a tensão de saída. Esse tipo de modulação é também conhecido como *modulação por largura de pulso uniforme* (do inglês *uniform pulse-width modulation – UPWM*). O número de pulsos por semiciclo é encontrado a partir de

$$p = \frac{f_c}{2f_o} = \frac{m_f}{2} \tag{10.28}$$

onde $m_f = f_c/f_o$ é definido como a *razão da freqüência de modulação.*

Figura 10.12

Perfil de harmônicos da modulação por largura de pulso único.

A variação do índice de modulação M de 0 até 1 varia a largura do pulso de 0 até π/p e a tensão de saída de 0 até V_S. A tensão de saída para inversores monofásicos em ponte é mostrada na Figura 10.13b para UPWM.

Se δ for a largura de cada pulso, a tensão eficaz de saída poderá ser encontrada a partir de

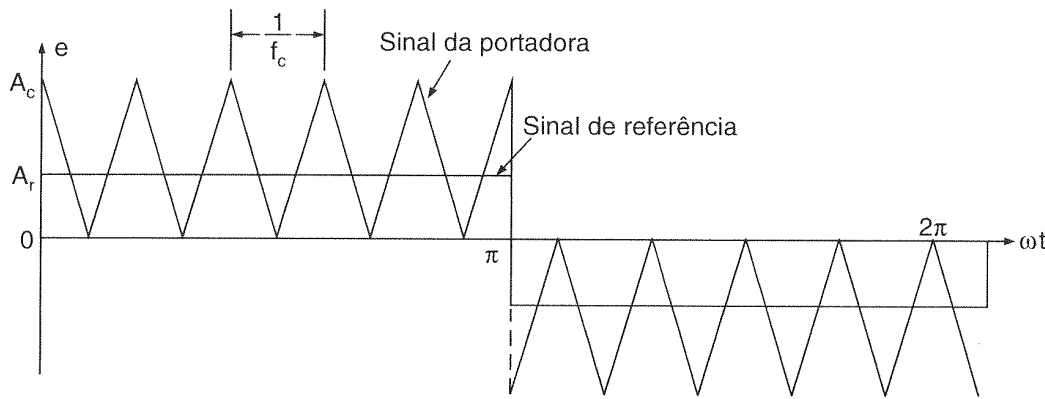
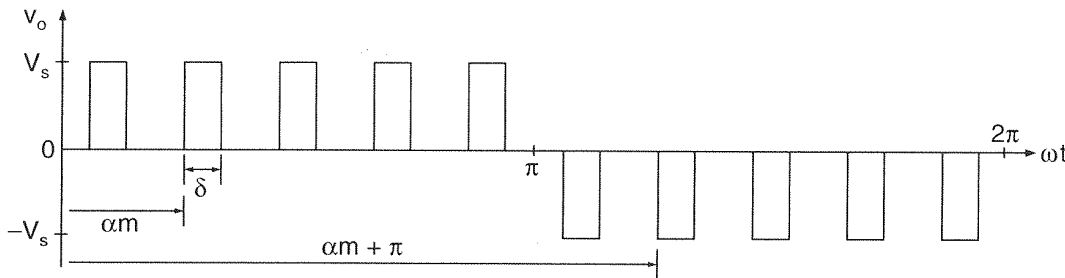
$$V_o = \left[\frac{2p}{2\pi} \int_{(\pi/p - \delta)/2}^{(\pi/p + \delta)/2} V_S^2 \, d(\omega t) \right]^{1/2} = V_S \sqrt{\frac{p\delta}{\pi}} \tag{10.29}$$

(a) Geração do sinal de gatilho

(b) Tensão de saída

Figura 10.13

Modulação por largura de pulsos múltiplos.

A forma geral de uma série de Fourier para a tensão instantânea de saída é

$$v_o(t) = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} B_n \operatorname{sen} n\omega t \tag{10.30}$$

O coeficiente B_n na Eq. (10.30) pode ser determinado considerando um par de pulsos tal que o pulso positivo de duração δ começa em $\omega t = \alpha$ e o negativo de mesma largura começa em $\omega t = \pi + \alpha$. Isso é mostrado na Figura 10.13b. Os efeitos de todos os pulsos podem ser combinados juntos para se obter a tensão de saída efetiva.

Se o pulso positivo do m-ésimo par começa em $\omega t = \alpha_m$ e termina em $\omega t = \alpha_m + \pi$, o coeficiente de Fourier para um par de pulsos é

$$b_n = \frac{1}{\pi}\left[\alpha \int_{\alpha_m}^{\alpha_m+\delta} \cos n\omega t \; d(\omega t) - \int_{\pi+\alpha_m}^{\pi+\alpha_m+\delta} \cos n\omega t \; d(\omega t)\right]$$

$$= \frac{2V_s}{n\pi} \operatorname{sen} \frac{n\delta}{2}\left[\operatorname{sen} n\left(\alpha_m + \frac{\delta}{2}\right) - \operatorname{sen} n\left(\pi + \alpha_m + \frac{\delta}{2}\right)\right] \tag{10.31}$$

O coeficiente B_n da Eq. (10.30) pode ser encontrado somando os efeitos de todos os pulsos,

$$B_n = \sum_{m=1}^{p} \frac{2V_s}{n\pi} \operatorname{sen} \frac{n\delta}{2}\left[\operatorname{sen} n\left(\alpha_m + \frac{\delta}{2}\right) - \operatorname{sen} n\left(\pi + \alpha_m + \frac{\delta}{2}\right)\right] \tag{10.32}$$

Um programa de computador chamado PROG-5 é utilizado para avaliar a performance da modulação por pulsos múltiplos, e esse programa está listado no Apêndice F. A Figura 10.14 mostra o perfil de harmônicos pela variação do índice de modulação para cinco pulsos por semiciclo. A ordem dos harmônicos é a mesma da modulação por pulso único. O fator de distorção é reduzido significativamente comparado àquele da modulação por pulso único. Entretanto, devido a um maior número de processos de corte e condução dos transistores de potência, as perdas por chaveamento aumentarão. Com maiores valores de p, as amplitudes dos harmônicos de mais baixa ordem serão menores, mas as amplitudes de alguns harmônicos de mais alta ordem aumentarão. Entretanto, tais harmônicos de mais alta ordem produzem ondulação desprezível ou podem ser facilmente eliminados.

10.6.3 Modulação por Largura de Pulsos Senoidal

Em vez de manter a largura de todos os pulsos a mesma, como no caso da modulação de pulsos múltiplos, a largura de cada pulso é variada em proporção à amplitude de uma onda senoidal, analisada no centro do mesmo pulso. O fator de distorção e os harmônicos de mais baixa ordem são reduzidos significativamente. Os sinais de comando, como mostrados na Figura 10.15a, são gerados através da comparação de um sinal de referência senoidal com uma onda portadora triangular de freqüência f_c. Esse tipo de modulação é comumente utilizado em aplicações industriais e abreviado como SPWM (do inglês *sinusoidal pulse width modulation* – que significa SPWM senoidal). A freqüência do sinal de referência, f_r, determina a freqüência de saída do inversor, f_o, e sua amplitude máxima A_r controla o índice de modulação M, que, por sua vez, controla a tensão eficaz de saída

V_o. O número de pulsos por semiciclo depende da freqüência da portadora. Dentro da restrição de que dois transistores do mesmo ramo (Q_1 e Q_4) não podem conduzir ao mesmo tempo, a tensão instantânea de saída é mostrada na Figura 10.15a. Os mesmos sinais de comando podem ser gerados usando onda portadora triangular unidirecional como mostrado na Figura 10.15b.

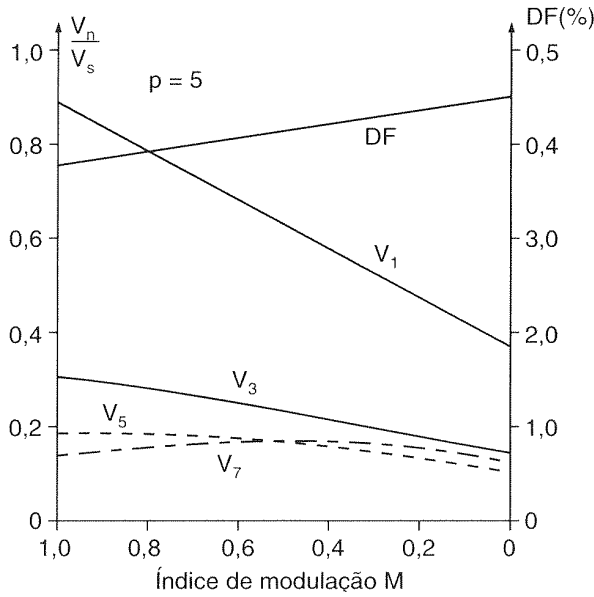



Figura 10.14

Perfil de harmônicos da modulação por largura de pulsos múltiplos.

A tensão eficaz de saída pode ser variada pela variação do índice de modulação M. Pode-se observar que a área de cada pulso corresponde aproximadamente à área sob a senóide entre os pontos médios dos períodos em corte nos sinais de comando. Se δ_m for a largura do m-ésimo pulso, a Eq. (10.29) poderá ser estendida para se encontrar a tensão eficaz de saída como

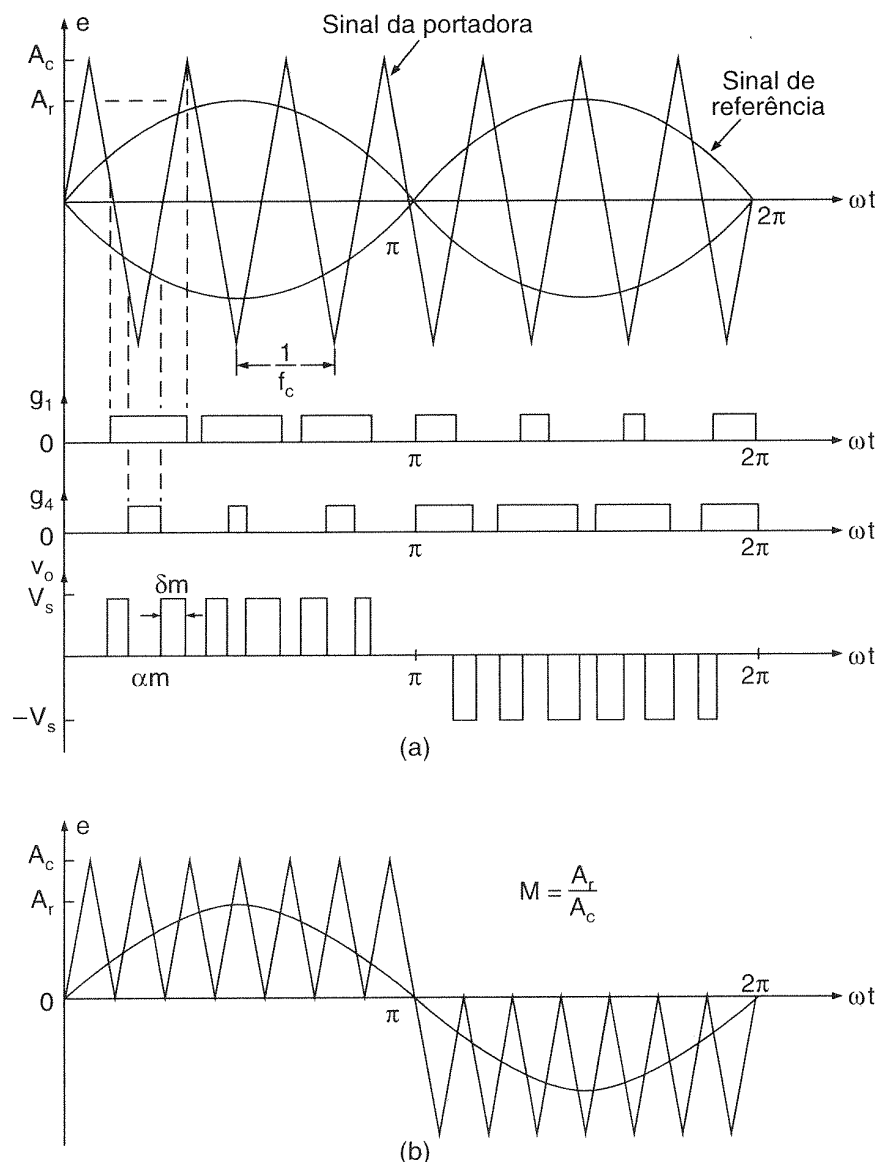
$$V_o = V_s \left(\sum_{m=1}^{p} \frac{\delta_m}{\pi} \right)^{1/2} \tag{10.33}$$

A Eq. (10.32) pode também ser aplicada para determinar o coeficiente de Fourier da tensão de saída como

$$B_n = \sum_{m=1}^{p} \frac{2V_s}{n\pi} \operatorname{sen} \frac{n\delta_m}{2} \left[\operatorname{sen} n \left(\alpha_m + \frac{\delta_m}{2} \right) - \operatorname{sen} n \left(\pi + \alpha_m + \frac{\delta_m}{2} \right) \right]$$

$$\text{para} = 1, 3, 5, \ldots \tag{10.34}$$

Figura 10.15

Modulação por largura de pulsos senoidal.

Um programa de computador chamado PROG-6 foi desenvolvido para determinar a largura dos pulsos e avaliar o perfil de harmônicos da modulação senoidal. O perfil dos harmônicos é mostrado na Figura 10.16 para cinco pulsos por semiciclo. O fator de distorção é significativamente reduzido se comparado àquele da modulação de pulsos múltiplos. Esse tipo de modulação elimina todos os harmônicos menores ou iguais a $2p - 1$. Para $p = 5$, o harmônico de mais baixa ordem é o nono.

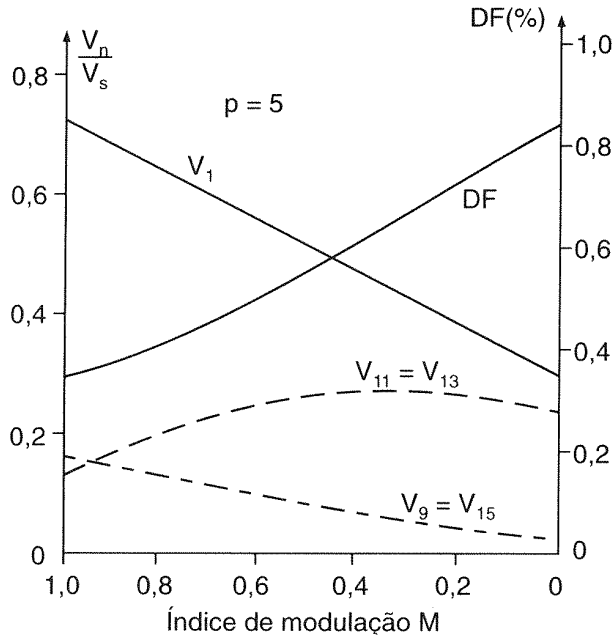



Figura 10.16

Perfil de harmônicos da modulação por largura de pulsos senoidal.

A tensão de saída de um inversor contém harmônicos. O PWM força os harmônicos a uma faixa de alta freqüência em torno da freqüência de chaveamento f_c e seus múltiplos, ou seja, em torno dos harmônicos m_f, $2m_f$, $3m_f$, e assim por diante. As freqüências nas quais os harmônicos de tensão ocorrem podem ser relacionadas por

$$f_n = (jm_f \pm k)f_c \tag{10.35}$$

onde o n-ésimo harmônico iguala-se à k-ésima banda lateral de j-ésimo vezes a razão da freqüência de modulação m_f.

$$\begin{aligned} n &= jm_f \pm k \\ &= 2jp \pm k \qquad \text{para } j = 1, 2, 3, \ldots \qquad \text{e } k = 1, 3, 5, \ldots \end{aligned} \tag{10.36}$$

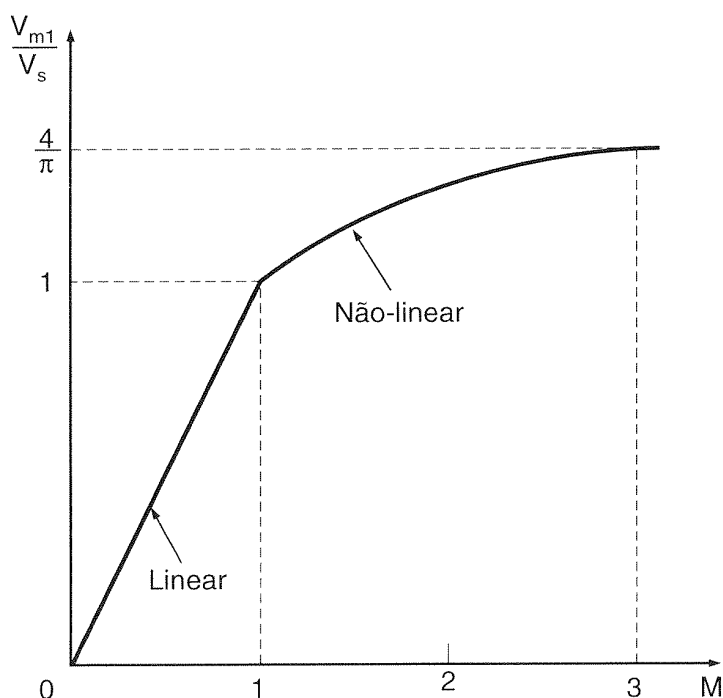
A tensão máxima fundamental de saída para os controles PWM e SPWM pode ser encontrada aproximadamente a partir de

$$V_{m1} = dV_s \qquad \text{para } 0 \le d \le 1{,}0 \tag{10.37}$$

Para $d = 1$, a Eq. (10.37) dá o valor máximo da amplitude da tensão de saída fundamental como $V_{m1(\text{máx})} = V_s$. Mas, de acordo com a Eq. (10.11), $V_{m1(\text{máx})}$ poderia ser tão alto quanto $4V_s/\pi = 1{,}278V_s$ para uma saída em onda quadrada. A fim de aumentar a tensão fundamental de saída, d tem de ser aumentado além de 1,0. A operação além de $d = 1{,}0$ é chamada de *sobremodulação*. O valor de d, no qual $V_{m1(\text{máx})}$ iguala-se a $1{,}278V_s$, é dependente do número de pulsos por semiciclo p e é aproximadamente 3 para $p = 7$,

como mostrado na Figura 10.17. A sobremodulação basicamente conduz a uma operação de onda quadrada e soma mais harmônicos quando comparada à operação em uma faixa linear (com $d \leq 1{,}0$). A sobremodulação é normalmente evitada em aplicações que requeiram baixa distorção (por exemplo, sistemas de energia ininterrupta – SEIs).

Figura 10.17

Tensão máxima fundamental de saída *versus* índice de modulação M.

10.6.4 Modulação por Largura de Pulsos Senoidal Modificada

A Figura 10.15 indica que as larguras dos pulsos que são mais próximos do valor máximo de uma senóide não mudam significativamente com a variação do índice de modulação. Isso se deve à característica de uma onda senoidal, e a técnica SPWM pode ser modificada tal que a onda portadora seja aplicada durante o primeiro e o último intervalos de 60° por semiciclo (por exemplo, de 0° a 60° e 120° a 180°). Esse tipo de modulação é conhecido como MSPWM (do inglês *modified sinusoidal pulse width modulation* – que significa PWM senoidal modificada) e é mostrado na Figura 10.18. A componente fundamental é aumentada e suas características harmônicas são melhoradas. Reduz-se o número de chaveamento dos dispositivos de potência e também as perdas por chaveamento.

Um programa de computador chamado PROG-7, que está listado no Apêndice F, determina as larguras dos pulsos e avalia a performance da SPWM modificada. O perfil de harmônicos é mostrado na Figura 10.19 para cinco pulsos por semiciclo. O número de pulsos, q, nos períodos de 60°, é em geral relacionado à razão de freqüência, particularmente em inversores trifásicos, por

$$\frac{f_c}{f_o} = 6q + 3 \tag{10.38}$$

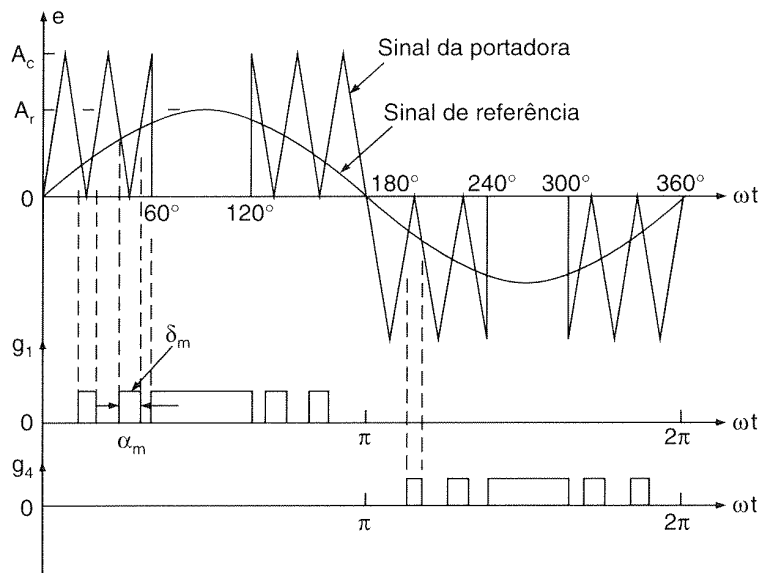



Figura 10.18

Modulação por largura de pulsos senoidal modificada.

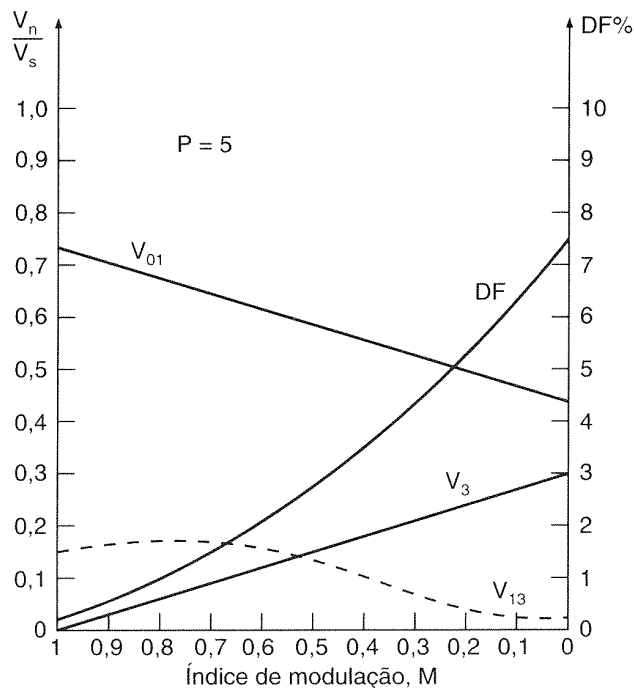



Figura 10.19

Perfil de harmônicos da modulação por largura de pulsos senoidal modificada.

10.6.5 Controle por Deslocamento de Fase

O controle de tensão pode ser obtido usando inversores múltiplos e somando as tensões de saída dos inversores individuais. Um inversor monofásico em ponte completa da Figura 10.2a pode ser percebido como a adição de dois inversores de meia-ponte da Figura 10.1a. Um

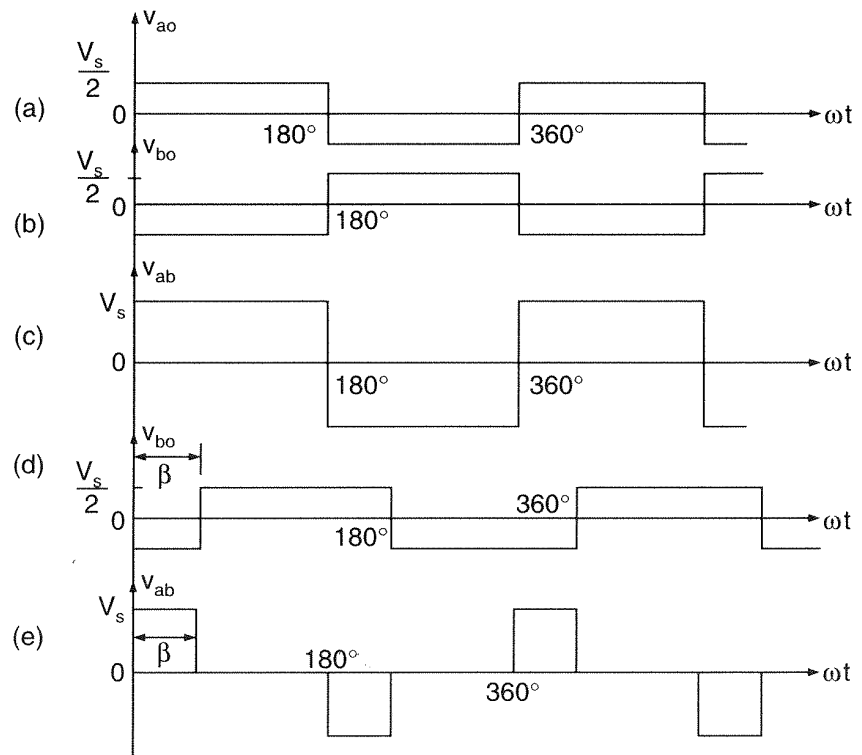
defasamento de 180° produz uma tensão de saída, como mostrado na Figura 10.20c, enquanto um ângulo de atraso (ou deslocamento) β produz uma saída, como mostrado na Figura 10.20e.

A tensão eficaz de saída é

$$V_o = V_s \sqrt{\frac{\beta}{\pi}} \tag{10.39}$$

Figura 10.20

Controle por deslocamento.

Se

$$v_{ao} = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \operatorname{sen} n\omega t$$

então

$$v_{bo} = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \operatorname{sen} n(\omega t - \beta)$$

A tensão instantânea de saída é

$$v_{ab} = v_{ao} - v_{bo} = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} [\text{sen } n\omega t - \text{sen } n(\omega t - \beta)] \tag{10.40}$$

Como sen A − sen B = 2 sen $[(A - B)/2]$ cos $[(A + B)/2]$, a Eq. (10.40) pode ser simplificada para

$$v_{ab} = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \text{ sen } \frac{n\beta}{2} \cos n\left(\omega t - \frac{\beta}{2}\right) \tag{10.41}$$

O valor eficaz da tensão fundamental de saída é

$$V_1 = \frac{4V_s}{\sqrt{2}} \text{ sen } \frac{\beta}{2} \tag{10.42}$$

A Eq. (10.42) indica que a tensão de saída pode ser variada pela alteração do ângulo de atraso. Esse tipo de controle é especialmente útil para aplicações de alta potência, requerendo um grande número de transistores em paralelo.

10.7 CONTROLE DE TENSÃO DE INVERSORES TRIFÁSICOS

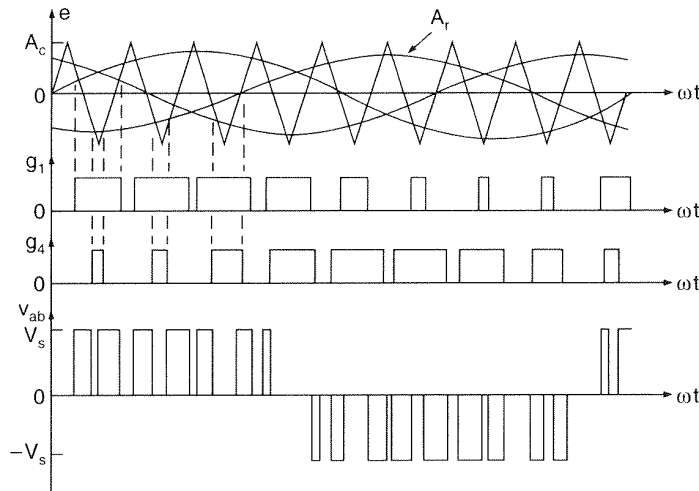
Um inversor trifásico pode ser considerado como três inversores monofásicos e a saída de cada inversor monofásico é defasada em 120°. As técnicas de controle de tensão, discutidas na Seção 10.6, são aplicáveis em inversores trifásicos. Como exemplo, as gerações de sinais de comando com modulação por largura de pulsos senoidal são mostradas na Figura 10.21. Existem três ondas senoidais de referência, cada uma defasada em 120°. Uma onda portadora é comparada com o sinal de referência correspondente a uma fase, para gerar os sinais de comando para aquela fase. A tensão de saída, como mostrado na Figura 10.21, é gerada eliminando-se a condição de que dois dispositivos de chaveamento, em um mesmo ramo, não podem conduzir ao mesmo tempo.

Exemplo 10.5

Um inversor monofásico em ponte completa controla a potência em uma carga resistiva. O valor nominal da tensão CC de entrada é V_S = 220 V, sendo utilizada uma modulação por largura de pulsos uniformes com cinco pulsos por semiciclo. Para o controle necessário, a largura de cada

pulso é 30°. (a) Determinar a tensão eficaz na carga. (b) Se a fonte CC aumentar 10%, determinar a largura do pulso para manter a mesma potência na carga. Se a largura máxima possível do pulso for 35°, determinar o limite mínimo permissível da fonte CC de entrada.

Figura 10.21

Modulação por largura de pulsos senoidal para inversor trifásico.

Solução: (a) $V_S = 220$ V, $p = 5$ e $\delta = 30°$. A partir da Eq. (10.29), $V_o = 220\sqrt{5} \times 30/180 = 200{,}8$ V.

(b) $V_S = 1{,}1 \times 220 = 242$ V. Usando a Eq. (10.29), $242\sqrt{5\delta/180} = 200{,}8$, que dá o valor necessário da largura de pulso, $\delta = 24{,}75°$.

Para manter a tensão de saída em 200,8 V com uma largura máxima possível do pulso de $\delta = 35°$, a tensão de entrada pode ser encontrada a partir de $200{,}8 = V_S\sqrt{5 \times 35/180}$, e isso dá a tensão mínima permissível de entrada, $V_S = 203{,}64$ V.

10.8 TÉCNICAS AVANÇADAS DE MODULAÇÃO

A SPWM, que é mais comumente utilizada, apresenta empecilhos (por exemplo, tensão fundamental de saída baixa). As outras técnicas que oferecem performances melhoradas são:

1. modulação trapezoidal;
2. modulação escada;
3. modulação degrau;
4. modulação por injeção de harmônicos;
5. modulação delta.

Por questões de simplicidade, mostraremos a tensão de saída, v_{ao}, para um inversor meia-ponte. Para um inversor em ponte completa, $v_o = v_{ao} - v_{bo}$, onde v_{bo} é o inverso de v_{ao}.

Modulação trapezoidal. Os sinais de comando são gerados por comparação de uma onda portadora triangular com uma onda modulante trapezoidal, como mostrado na Figura 10.22. A onda trapezoidal pode ser obtida a partir de uma onda triangular pela limitação de sua amplitude em $\pm A_r$, que está relacionado ao valor máximo $A_{r\,(\text{máx})}$ por

$$A_r = \sigma A_{r\,(\text{máx})}$$

onde σ é chamado *fator triangular*, porque a forma de onda se torna uma onda triangular quando $\sigma = 1$. O índice de modulação M é

$$M = \frac{A_r}{A_c} = \frac{\sigma A_{r\,(\text{máx})}}{A_c} \qquad \text{para } 0 \leq M \leq 1 \tag{10.43}$$

O ângulo da porção plana da onda trapezoidal é dado por

$$2\phi = (1 - \sigma)\pi \tag{10.44}$$

Para valores fixos de $A_{r\,(\text{máx})}$ e A_c, M, que varia com a tensão de saída, pode ser alterado pela mudança do fator triangular. Esse tipo de modulação aumenta a máxima tensão fundamental de saída até a $1{,}05V_s$, mas a saída contém harmônicos de mais baixa ordem.

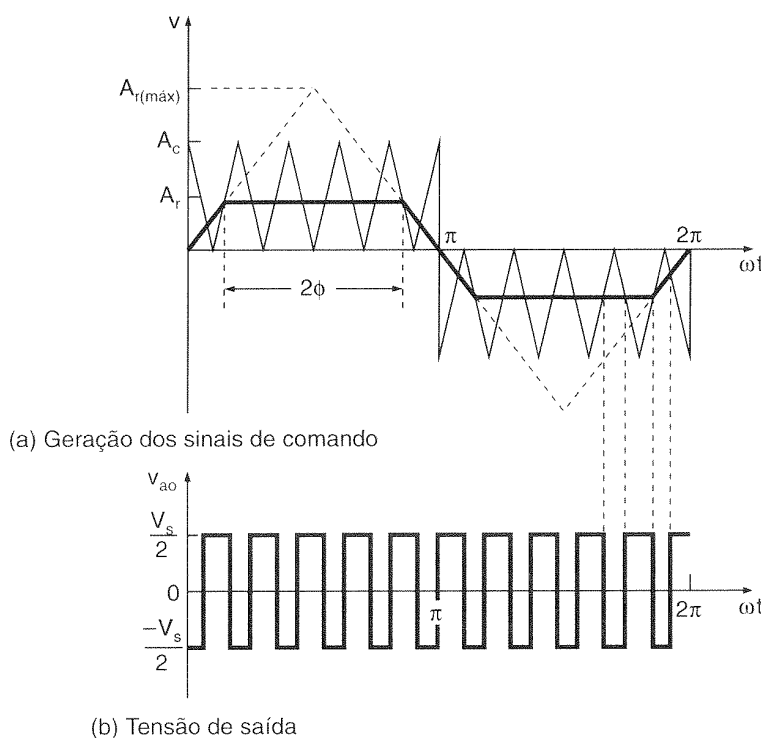



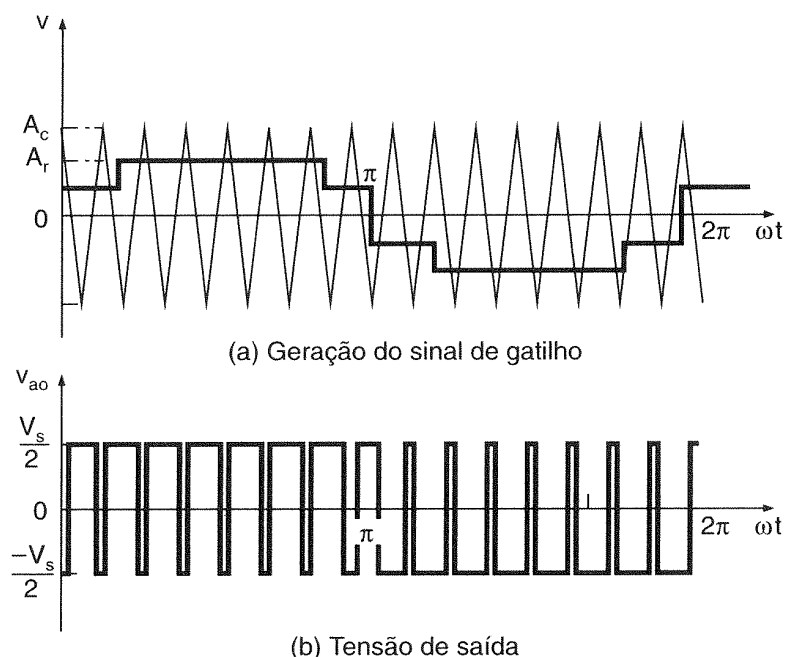
Figura 10.22

Modulação trapezoidal.

Modulação escada. O sinal modulante é uma onda escada, como mostrado na Figura 10.23. A escada não é uma amostra aproximada de uma onda senoidal. Os níveis dos patamares são calculados para eliminar harmônicos específicos. A razão das freqüências de modulação m_f e o número de degraus são escolhidos para obter a qualidade desejada da tensão de saída. Esse é um PWM otimizado e não é recomendado para menos que 15 pulsos em um ciclo. Foi mostrado que, para tensão fundamental de saída elevada e baixo fator de distorção, o número ótimo de pulsos em um ciclo é 15 para dois níveis, 21 para três níveis e 27 para quatro níveis. Esse tipo de controle fornece alta qualidade da tensão de saída com um valor fundamental de até $0{,}94V_S$.

Modulação degrau. O sinal modulante é uma onda degrau, como mostrado na Figura 10.24. A onda degrau não é uma amostra aproximada da senóide. É dividida em intervalos específicos, por exemplo 20°, e cada intervalo é controlado individualmente para controlar a amplitude da componente fundamental e para eliminar harmônicos específicos. Esse tipo de controle dá baixa distorção, mas uma amplitude fundamental mais alta, se comparada àquela do controle PWM normal.

Figura 10.23

Modulação escada.

Modulação por injeção de harmônicos. O sinal modulante é gerado pela injeção de harmônicos selecionados para a onda senoidal. Isso resulta em uma forma de onda de topo plano e reduz a quantia da sobremodulação. Ela fornece uma amplitude fundamental mais alta e baixa distorção da tensão de saída. O sinal modulante é geralmente composto de

$$v_r = 11{,}5 \text{ sen}\,\omega t + 0{,}27 \text{ sen}\,3\omega t - 0{,}029 \text{ sen}\,9\omega t$$

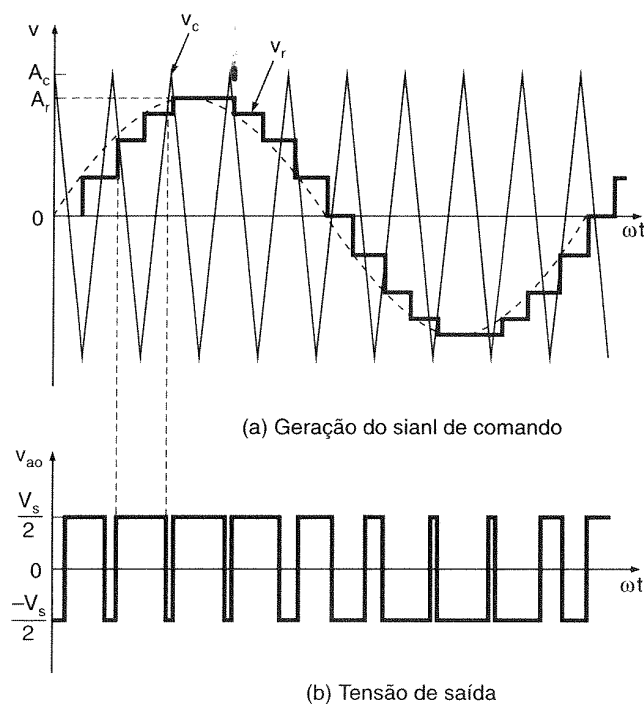



Figura 10.24

Modulação degrau.

O sinal modulante com injeção do terceiro e nono harmônicos é mostrado na Figura 10.25. Deve-se notar que a injeção dos harmônicos de terceira ordem não afetará a qualidade da tensão de saída, porque a saída de um inversor trifásico não contém harmônicos ímpares múltiplos de três. Se apenas o terceiro harmônico for injetado, v_r será dada por

$$v_r = 1{,}15 \text{ sen } \omega t + 0{,}19 \text{ sen } 3\omega t$$

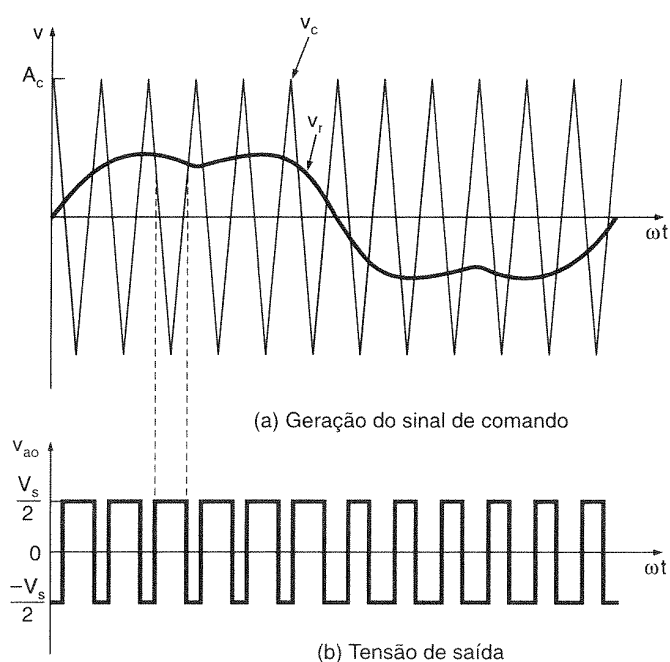
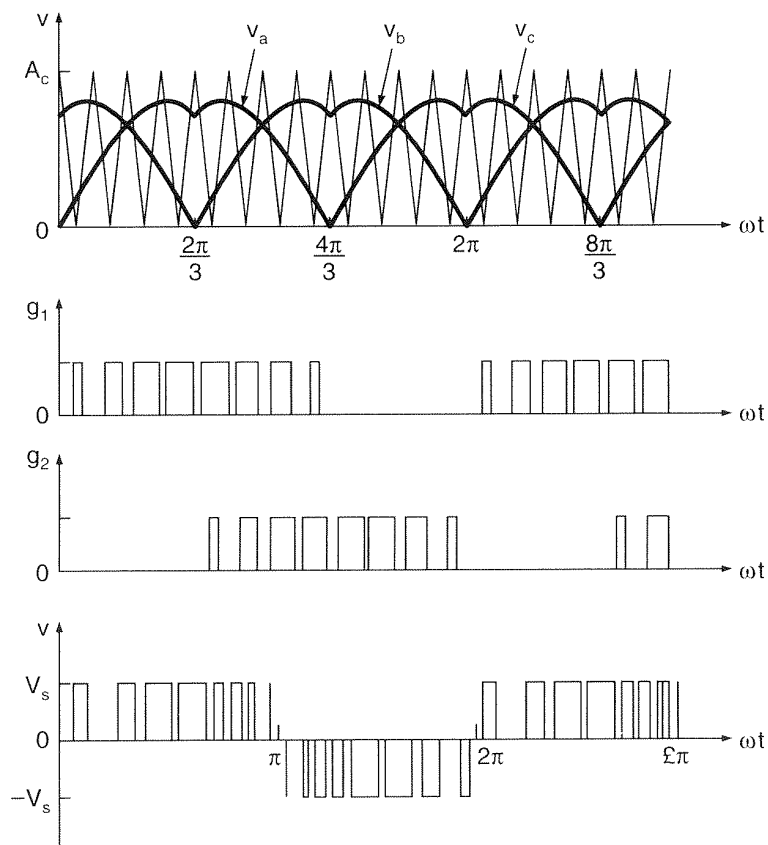



Figura 10.25

Modulação por injeção de harmônicos selecionados.

O sinal modulante pode ser gerado a partir de $2\pi/3$ segmentos de uma senóide, como mostrado na Figura 10.26. Isso é o mesmo que injetar harmônicos de terceira ordem em uma onda senoidal. A tensão de linha é PWM senoidal, e a amplitude da componente fundamental é, aproximadamente, 15% maior que aquela de um PWM senoidal normal. Como cada ramo permanece desligado por um terço do período, o aquecimento dos dispositivos de chaveamento é reduzido.

Figura 10.26

Modulação por injeção de harmônicos.

Modulação delta. Na modulação delta, uma onda triangular oscila dentro de uma janela definida ΔV, acima e abaixo da senóide de referência v_r. A função de chaveamento do inversor, que é idêntica à tensão de saída v_o, é gerada a partir dos vértices de onda triangular v_c como mostrado na Figura 10.27. Ela é conhecida também como *modulação histerese*. Se a freqüência da onda modulante for mudada mantendo-se a inclinação da onda triangular constante, o número e as larguras dos pulsos da onda modulada mudarão.

A tensão fundamental de saída pode ser de até $1V_s$ e é dependente do máximo da amplitude A_r e freqüência f_r da tensão de referência. A modulação delta pode controlar a relação tensão/freqüência, que é uma característica desejável no controle de máquinas CA.

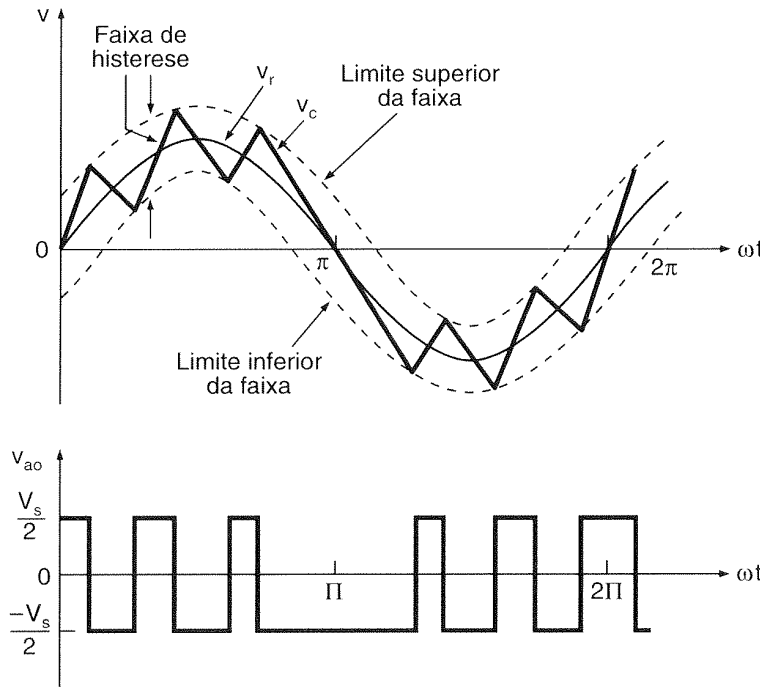



Figura 10.27

Modulação delta.

10.9 REDUÇÃO DE HARMÔNICOS

A Eq. (10.41) indica que o *n*-ésimo harmônico pode ser eliminado por uma escolha apropriada do ângulo de deslocamento, β, se

$$\text{sen } \frac{n\beta}{2} = 0$$

ou

$$\beta = \frac{360^\circ}{n} \tag{10.45}$$

e o terceiro harmônico será eliminado se $\beta = 360/3 = 120^\circ$. Um par de harmônicos indesejáveis na saída de inversores monofásicos pode ser eliminado pela introdução de um par de *recortes* bipolares de tensão simetricamente colocados, como mostrado na Figura 10.28.

A série de Fourier da tensão de saída pode ser expressa como

$$v_o = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} B_n \text{ sen } n\omega t \tag{10.46}$$

onde

$$B_n = \frac{4V_s}{\pi}\left[\int_0^{\alpha_1} \operatorname{sen} n\omega t \; d(\omega t) - \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \operatorname{sen} n\omega t \; d(\omega t) + \int_{\alpha_2}^{\pi/2} \operatorname{sen} n\omega t \; d(\omega t)\right]$$

$$= \frac{4V_s}{\pi}\,\frac{1 - 2\cos n\alpha_1 + 2\cos n\alpha_2}{n} \tag{10.47}$$

A Eq. (10.47) pode ser estendida para m recortes por quarto de onda:

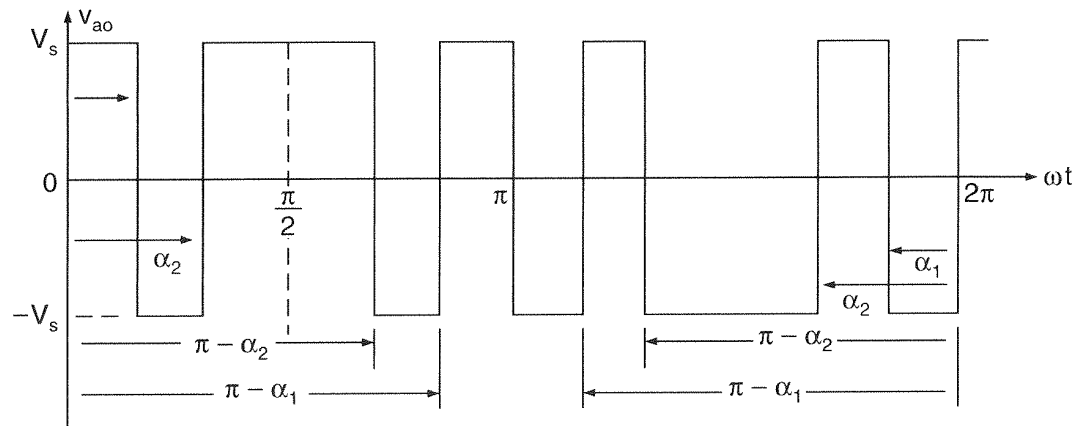
$$B_n = \frac{4V_s}{n\pi}\,(1 - 2\cos n\alpha_1 + 2\cos n\alpha_2 - 2\cos n\alpha_3 + 2\cos n\alpha_4 = \ldots) \tag{10.48}$$

O terceiro e o quinto harmônicos seriam eliminados se $B_3 = B_5 = 0$ e a Eq. (10.47) dá as equações necessárias para serem resolvidas:

$$1 - 2\cos 3\alpha_1 + 2\cos 3\alpha_2 = 0 \quad \text{ou} \quad \alpha_2 = \tfrac{1}{3}\cos^{-1}(\cos 3\alpha_1 - 0{,}5)$$

$$1 - 2\cos 5\alpha_1 + 2\cos 5\alpha_2 = 0 \quad \text{ou} \quad \alpha_1 = \tfrac{1}{5}\cos^{-1}(\cos 5\alpha_2 + 0{,}5)$$

Figura 10.28

Tensão de saída com dois recortes bipolares por meia-onda.

Essas equações podem ser resolvidas iterativamente pela suposição inicial de que $\alpha_1 = 0$ e repetindo-se os cálculos para α_1 e α_2. O resultado é $\alpha_1 = 23{,}62°$ e $\alpha_2 = 33{,}3°$.

Com recortes unipolares de tensão, como mostrado na Figura 10.29, o coeficiente B_n é dado por

$$B_n = \frac{4V_s}{\pi}\left[\int_0^{\alpha_1} \operatorname{sen} n\omega t \; d(\omega t) + \int_{\alpha_1}^{\pi/2} \operatorname{sen} n\omega t \; d(\omega t)\right]$$

$$= \frac{4V_S}{\pi} \frac{1 - \cos n\alpha_1 + \cos n\alpha_2}{n} \tag{10.49}$$

O terceiro e o quinto harmônicos seriam eliminados se

$$1 - \cos 3\alpha_1 + \cos 3\alpha_2 = 0$$
$$1 - \cos 5\alpha_1 + \cos 5\alpha_2 = 0$$

Resolvendo essas equações por iterações, obtemos $\alpha_1 = 17{,}83°$ e $\alpha_2 = 37{,}97°$.

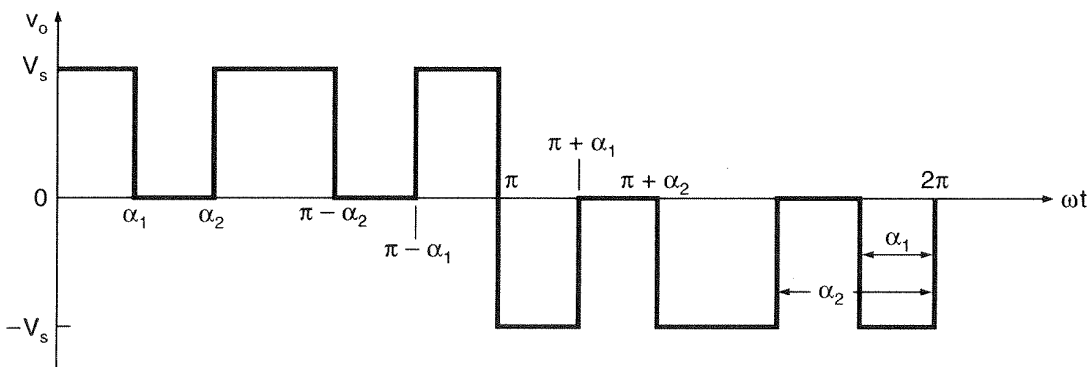



Figura 10.29

Tensão unipolar de saída com dois recortes por semiciclo.

As técnicas de modulação por largura de pulsos senoidal modificada podem ser aplicadas para gerar os recortes que eliminariam certos harmônicos efetivamente na tensão de saída, como mostrado na Figura 10.30.

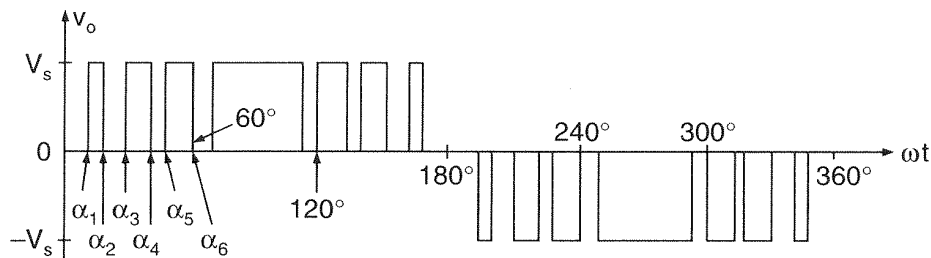



Figura 10.30

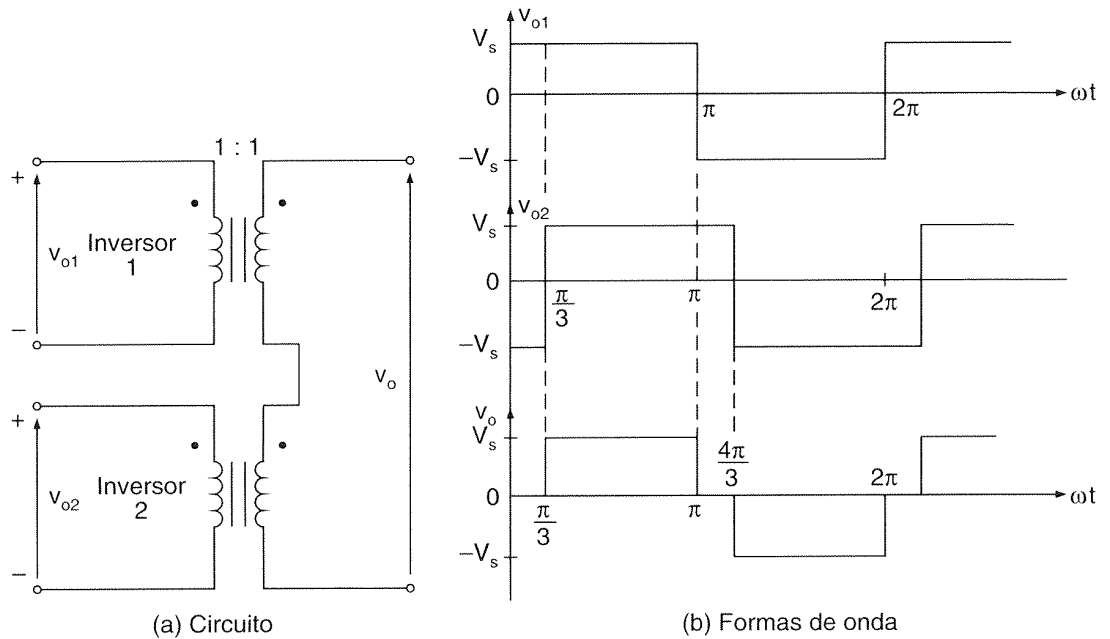
Tensão de saída para modulação por largura de pulsos senoidal modificada.

As tensões de saída de dois ou mais inversores podem ser conectadas em série através de um transformador para reduzir ou eliminar determinados harmônicos indesejáveis. O arranjo para combinar duas tensões de saída de inversores é mostrado na Figura 10.31a. As formas de onda para a saída de cada inversor e a tensão de saída resultante são mostradas na Figura 10.31b. O segundo inversor é defasado de $\pi/3$.

A partir da Eq. (10.11), a saída do primeiro inversor pode ser expressa como

$$v_{o1} = A_1 \text{ sen } \omega t + A_3 \text{ sen } 3\omega t + A_5 \text{ sen } 5\omega t + \ldots$$

Figura 10.31

Eliminação de harmônicos pela conexão de transformadores.

Como a saída do segundo inversor, v_{o2}, está atrasada de $\pi/3$,

$$v_{02} = A_1 \text{ sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) + A_3 \text{ sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) + A_5 \text{ sen } 5\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) + \ldots$$

A tensão resultante v_o é obtida por adição de vetores

$$v_o = v_{01} + v_{o2} = \sqrt{3}\left[A_1 \text{ sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) + A_5 \text{ sen } 5\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) + \ldots\right]$$

Portanto, um deslocamento de $\pi/3$ e uma combinação de tensões por conexão de transformadores eliminariam terceiros (e todos os múltiplos ímpares de três) harmônicos. Deve-se notar que a componente fundamental resultante não é duas vezes a tensão individual, mas $\sqrt{3/2}$ (= 0,866) daquela para tensões de saída individuais, e a saída efetiva foi reduzida por (1 – 0,866 =) 13,4%.

As técnicas de eliminação de harmônicos, que são apropriadas apenas para tensões fixas de saída, aumentam a ordem dos harmônicos e reduz os tamanhos dos filtros de saída. Entretanto, essa vantagem deveria ser pesada contra o aumento das perdas por chaveamento dos dispositivos de potência e aumento do ferro (ou perdas magnéticas) no transformador devido às freqüências harmônicas mais altas.

Exemplo 10.6

Um inversor monofásico de onda completa usa múltiplos recortes para dar a tensão bipolar, como mostrado na Figura 10.28, e é utilizado para eliminar o quinto, o sétimo, o décimo primeiro e o décimo terceiro harmônicos da onda de saída. Determinar o número de recortes e seus ângulos.

Solução: Para eliminação do quinto, sétimo, décimo primeiro e décimo terceiro harmônicos, $A_5 = A_7 = A_{11} = A_{13} = 0$; ou seja, $m = 4$. Quatro recortes por quarto de ciclo seriam necessários. A Eq. (10.48) dá o seguinte conjunto de equações não-lineares e simultâneas para resolver os ângulos.

$$1 - 2\cos 5\alpha_1 + 2\cos 5\alpha_2 - 2\cos 5\alpha_3 + 2\cos 5\alpha_4 = 0$$

$$1 - 2\cos 7\alpha_1 + 2\cos 7\alpha_2 - 2\cos 7\alpha_3 + 2\cos 7\alpha_4 = 0$$

$$1 - 2\cos 11\alpha_1 + 2\cos 11\alpha_2 - 2\cos 11\alpha_3 + 2\cos 11\alpha_4 = 0$$

$$1 - 2\cos 13\alpha_1 + 2\cos 13\alpha_2 - 2\cos 13\alpha_3 + 2\cos 13\alpha_4 = 0$$

A solução dessas equações por iteração dá

$$\alpha_1 = 10{,}55^\circ \qquad \alpha_2 = 16{,}09^\circ \qquad \alpha_3 = 30{,}91^\circ \qquad \alpha_4 = 32{,}87^\circ$$

Nota: Nem sempre é necessário eliminar terceiros harmônicos (e múltiplos ímpares de três), pois normalmente eles não estão presentes em conexões trifásicas. Portanto, em inversores trifásicos, é preferível eliminar o quinto, o sétimo e o décimo primeiro harmônicos das tensões de saída, tal que o harmônico de mais baixa ordem seja o décimo terceiro.

10.10 INVERSORES TIRISTORIZADOS DE COMUTAÇÃO FORÇADA

Embora transistores ou outros dispositivos possam ser empregados como dispositivos de chaveamento para inversores, eles são utilizados na maioria das vezes em aplicações de baixa e média potências. Transistores, GTOs e IGBTs estão se tornando mais competitivos e assumindo o lugar dos tiristores. Para aplicações com elevadas tensão e corrente, é necessário conectá-los em combinação série e/ou paralelo; e isso resulta em uma maior complexidade dos circuitos. Tiristores de chaveamento rápido, disponíveis em especificações de tensão e corrente elevadas, são mais apropriados para aplicações de alta potência. Entretanto, tiristores necessitam de circuitos extras de comutação para desligá-los e as várias técnicas para comutação dos tiristores são discutidas no Capítulo 7. Nos estágios iniciais da eletrônica de potência, muitos circuitos de comutação de tiristores para inversores foram desenvolvidos. Dois tipos de circuitos de comutação comumente utilizados em aplicações de inversores são:

1. inversores com comutação auxiliar;

2. inversores com comutação complementar.

10.10.1 Inversores com Comutação Auxiliar

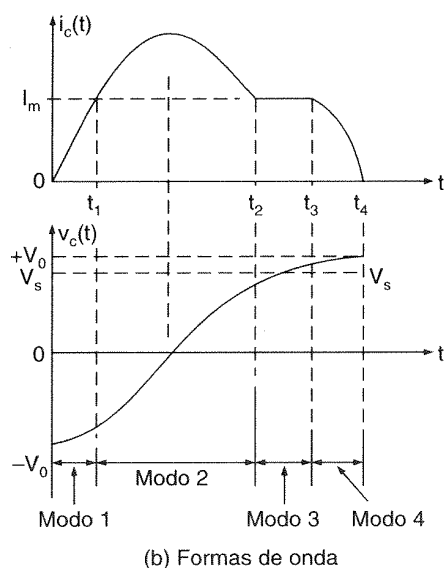
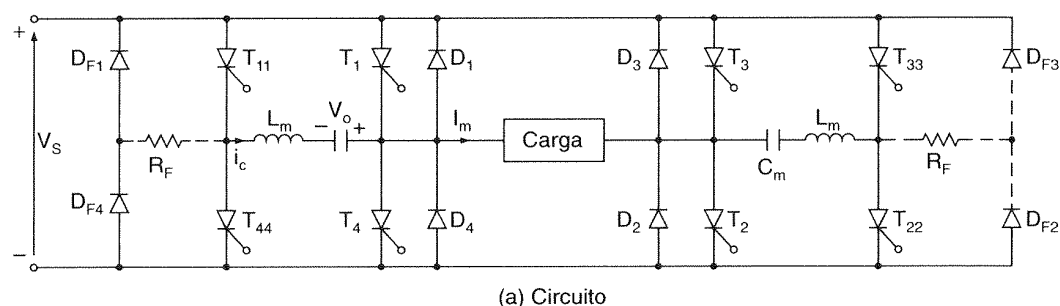
Um inversor monofásico tiristorizado em ponte completa usando comutação auxiliar é mostrado na Figura 10.32a. Um circuito de comutação é compartilhado por dois tiristores. Supor que o tiristor T_1 esteja conduzindo e fornecendo a corrente máxima da carga, I_m; e o capacitor C_m esteja carregado com V_o, com a polaridade mostrada. As formas de onda para a tensão e corrente no capacitor são mostradas na Figura 10.32b. O processo de comutação é similar àquele do circuito de pulso ressonante na Figura 7.13a. O processo de comutação de um tiristor pode ser dividido em quatro modos.

Modo 1. Esse modo começa quando o tiristor T_{11} é disparado para bloquear o tiristor T_1 que estava conduzindo. O disparo de T_{11} causa a circulação de corrente ressonante através do capacitor e força a corrente de T_1 a cair. Esta pode ser considerada como uma corrente reversa através do circuito formado por L_m, C_m, T_1 e T_{11}. Esse modo termina quando a corrente direta de T_1 cai a zero e a corrente no capacitor aumenta para a corrente de carga I_m em $t = t_1$.

Figura 10.32

Inversor monofásico com comutação auxiliar.

(a) Circuito

(b) Formas de onda

Modo 2. Esse modo começa quando o diodo D_1 inicia sua condução e a oscilação ressonante continua através de L_m, C_m, D_1 e T_{11} e termina quando a corrente do capacitor cai de volta à corrente de carga em $t = t_2$ e o diodo D_1 pára de conduzir.

Modo 3. Esse modo começa quando D_1 pára de conduzir. O capacitor recarrega através da carga com uma corrente aproximadamente constante, I_m, e termina quando a tensão no capacitor se torna igual à tensão CC de alimentação V_s em $t = t_3$ e tende a sobrecarregar devido à energia armazenada no indutor L_m.

Modo 4. Esse modo começa quando a tensão no capacitor tende a ser maior que V_s e quando D_4 está diretamente polarizado. A energia armazenada no indutor L_m é transferida para o capacitor, causando a sobrecarga em relação à tensão de alimentação V_s Esse modo termina quando a corrente do capacitor cai de novo a zero e a tensão do capacitor é invertida em relação à polaridade original. O capacitor está agora pronto para desligar T_4, se T_{44} for disparado.

Esse inversor é conhecido como *inversor McMurray*. A operação do circuito é similar àquela da Figura 7.13a. As Eqs. (7.24) a (7.32) para o tempo disponível de comutação e as condições de projetos são aplicáveis para esse circuito inversor. A partir da Eq. (7.24), o tempo de comutação disponível ou tempo de polarização reversa é

$$t_{\text{off}} = \sqrt{L_m C_m} \left(\pi - 2 \text{ sen}^{-1} \frac{1}{x} \right) \tag{10.50}$$

onde

$$x = \frac{V_o}{I_m} \sqrt{\frac{C_m}{L_m}} \tag{10.51}$$

$$V_o = V_s + I_m \sqrt{\frac{L_m}{C_m}} \tag{10.52}$$

Em um inversor, a corrente de carga varia como uma função do tempo e o circuito de comutação deveria ser projetado para a corrente máxima da carga. A tensão no capacitor, V_o, que depende da corrente de carga no instante de comutação, aumenta as especificações de corrente e tensão dos dispositivos e componentes. Pela conexão de diodos, o excesso de energia pode ser devolvido para a fonte CC, como mostrado na Figura 10.32a pelas linhas pontilhadas. Uma parte da energia seria dissipada no resistor R, que pode ser substituído por um enrolamento de realimentação discutido na Seção 3.5.

10.10.2 Inversores com Comutação Complementar

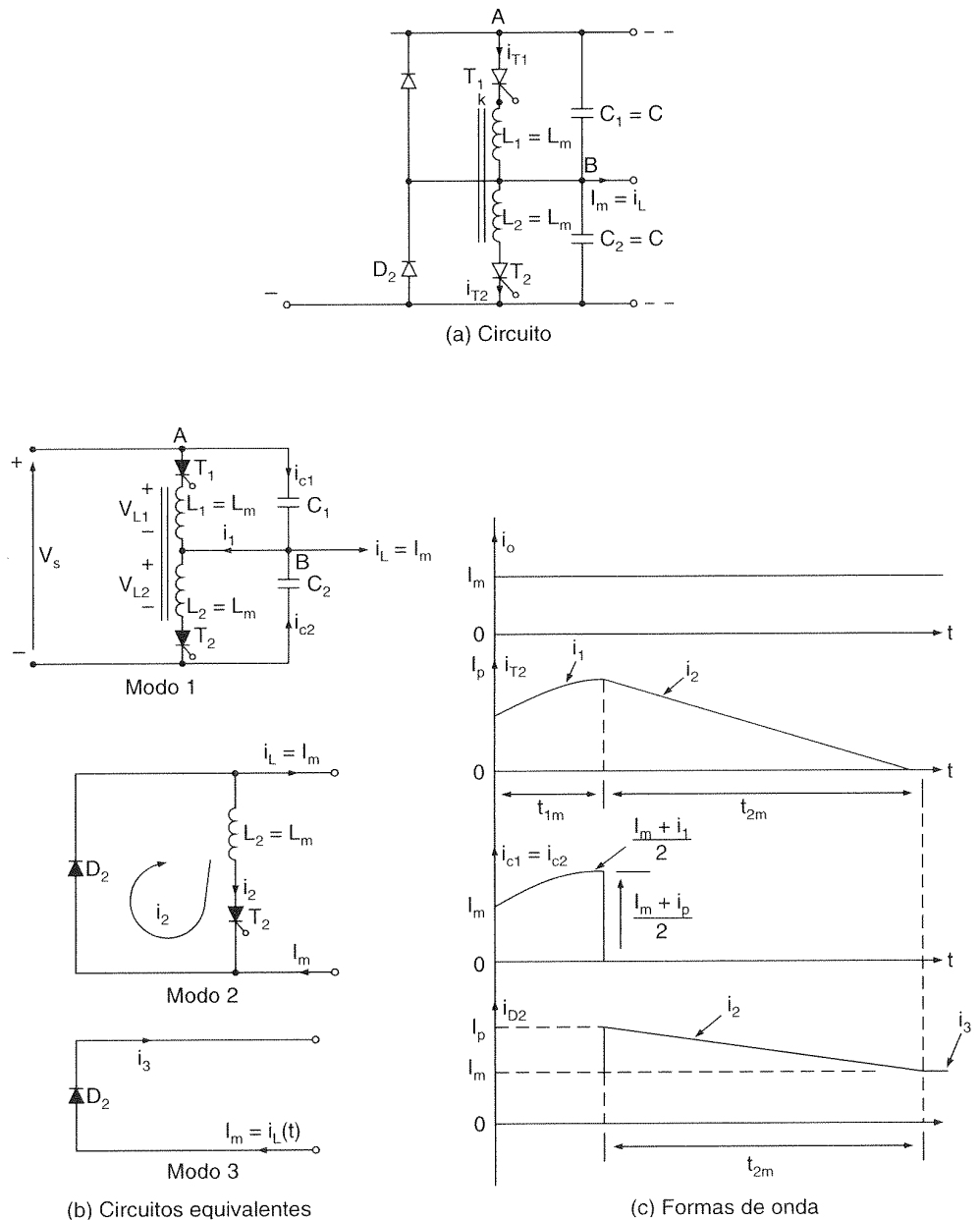
Se dois indutores são mutuamente acoplados, o disparo de um tiristor desliga o outro no mesmo ramo. Esse tipo de comutação é conhecido como *comutação complementar*. Esse princípio pode ser aplicado para circuitos inversores com comutação forçada, e a Figura 10.33a mostra um ramo de um inversor monofásico em ponte completa. Esse circuito também é conhecido como inversor *McMurray-Bedford*. A operação do circuito pode ser dividida em três modos e os circuitos equivalentes para os modos são mostrados na Figura 10.33b. As formas de onda para as tensões e correntes são mostradas na Figura 10.33c sob suposição de que a corrente de carga permanece constante durante o período de comutação. Nas análises seguintes, redefiniremos a origem de tempo, $t = 0$, no início de cada modo.

Figura 10.33

Comutação complementar.

(a) Circuito

(b) Circuitos equivalentes

(c) Formas de onda

Modo 1. Esse modo começa quando T_2 é disparado para desligar T_1 que estava conduzindo. O circuito equivalente é mostrado na Figura 10.33b. No início desse modo, o capacitor C_2 está carregado com V_s. C_1 foi previamente descarregado por T_1 e não tem tensão. A tensão sobre L_2 é $v_{L2} = V_s$ e a corrente através de L_2 induz uma tensão de $v_{L1} = V_s$ sobre L_1. Uma tensão reversa de $v_{ak} = V_s - v_{L1} - v_{L2} = -V_s$ é aplicada sobre T_1 e a corrente direta de T_1 é forçada a zero; i_{T1} cai a zero e i_{T2} aumenta para o nível da corrente instantânea da carga, $i_{T2} = I_m$.

Supondo que $C_1 = C_2 = C_m$ e fechando a malha ao redor de C_1, C_2 e da fonte CC, as correntes nos capacitores são descritas por

$$\frac{1}{C_m} \int i_{c1}\, dt + v_{c1}(t = 0) - \frac{1}{C_m} \int i_{c2}\, dt + v_{c2}(t = 0) = V_s \tag{10.53}$$

Como $v_{c1}\,(t = 0) = 0$ e $v_{c2}\,(t = 0) = V_s$, a Eq. (10.53) dá

$$i_{c1} = i_{c2} \tag{10.54}$$

Usando a lei de Kirchhoff das correntes no nó B,

$$I_m - i_{c1} + i_1 - i_{c2} = 0 \quad \text{ou} \quad I_m + i_1 = i_{c1} + i_{c2} = 2i_{c1}$$

ou

$$i_{c1} = i_{c2} = \frac{I_m + i_1}{2} \tag{10.55}$$

Supondo que $L_1 = L_2 = L_m$ e completando a malha formada por L_2, T_2 e C_2, obtém-se

$$L_m \frac{di_1}{dt} + \frac{1}{C_m} \int i_{c2}\, dt - v_{c2}(t = 0) = 0 \tag{10.56}$$

com condições iniciais $i_1(t = 0) = I_m$ e $v_{c2}(t = 0) = V_s$. A solução da Eq. (10.56) com as condições iniciais dá

$$i_1(t) = 2I_m \cos \omega t + V_s \sqrt{\frac{2C_m}{L_m}} \operatorname{sen} \omega t - I_m \tag{10.57}$$

onde

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{2L_m C_m}} \tag{10.58}$$

A tensão sobre o indutor L_2,

$$v_{L2}(t) = v_{L1}(t) = v_{c2}(t) = L_m \frac{di_1}{dt} = V_s \cos \omega t - 2I_m \sqrt{\frac{L_m}{2C_m}} \text{ sen } \omega t \tag{10.59}$$

A tensão de polarização reversa sobre T_1 é

$$v_{ak}(t) = V_s - 2v_{L2} = V_s - 2V_s \cos \omega t + 4I_m \sqrt{\frac{L_m}{2C_m}} \text{ sen } \omega t \tag{10.60}$$

O tempo (ou circuito) disponível para comutação pode ser determinado a partir da condição $v_{ak}(t = t_{\text{off}}) = 0$ na Eq. (10.60), que após a simplificação dá

$$t_{\text{off}} = \sqrt{2L_m C_m} \left[\cos^{-1} \frac{1}{2(1 + x^2)^{1/2}} - \tan^{-1} x \right] \tag{10.61}$$

onde

$$x = \frac{I_m}{V_s} \sqrt{\frac{2L}{Cm}} \tag{10.62}$$

O tempo de comutação do circuito é dependente da corrente de carga I_m e será máximo quando $I_m = 0$. O valor máximo de t_{off} é

$$t_{\text{off(máx)}} = \frac{\pi}{3} \sqrt{2L_m C_m} \tag{10.63}$$

Esse modo termina quando a tensão no capacitor C_2 se torna zero e $v_{c2}(t)$ tende a carregar em sentido oposto. O tempo de duração para esse modo pode ser encontrado a partir das condições $v_{L2}(t = t_{1m}) = v_{c2}(t = t_{1m}) = 0$, que também é a condição para a corrente máxima do tiristor. A partir da Eq. (10.59)

$$V_s \cos \omega t_{1m} - 2I_m \sqrt{\frac{L_m}{2C_m}} \text{ sen } \omega t_{1m} = 0$$

ou

$$t_m = t_{1m} = \sqrt{2L_m C_m} \tan^{-1} \frac{1}{x} \tag{10.64}$$

A corrente no tiristor i_{T2} torna-se máxima em $t = t_m = t_{1m}$ e no fim desse modo

$$i_{T2} = i_1(t = t_{1m}) = I_1 = I_p \tag{10.65}$$

Modo 2. Esse modo começa quando o diodo D_2 inicia sua condução. O circuito equivalente é mostrado na Figura 10.33b. A energia armazenada no indutor L_2 é dissipada no circuito formado por T_2, D_2 e L_2. A corrente de carga $i_L(t)(= I_m)$ também circula através do diodo D_2. Se V_d for a queda de tensão direta do diodo D_2 e tiristor T_2, a corrente instantânea, $i_2(t)$, para o modo 2 será dada por

$$L_m \frac{di_2}{dt} + V_d = 0 \tag{10.66}$$

Com condição inicial $i_2(t = 0) = I_p$, a solução da Eq. (10.66) é

$$i_2(t) = I_p - \frac{V_d}{L_m} t \tag{10.67}$$

Esse modo termina quando $i_2(t)$ cai a zero e o tiristor T_2 é desligado devido à autocomutação. A duração desse modo é aproximadamente

$$t_{2m} = \frac{I_p L_m}{V_d} \tag{10.68}$$

Modo 3. Esse modo começa quando T_2 é desligado. O circuito equivalente é mostrado na Figura 10.33b. O diodo D_2 continua a conduzir a corrente de carga até que esta caia a zero. A tensão de polarização reversa para T_2 é fornecida pela queda de tensão direta do diodo D_2.

Exemplo 10.7

O inversor monofásico complementar na Figura 10.33a tem $L_1 = L_2 = L_m = 30\,\mu H$, $C_m = 50\,\mu F$ e a máxima corrente de carga é $I_m = 175$ A. A tensão CC de entrada é $V_s = 220$ V e a freqüência do inversor é $f_o = 60$ Hz. A queda de tensão do circuito formado pelo tiristor T_2 e diodo D_2 é, aproximadamente, $V_d = 2$ V. Determinar (a) o tempo de comutação do circuito t_{off}; (b) o tempo máximo de comutação do circuito $t_{off(máx)}$ se $I_m = 0$; (c) a máxima corrente dos tiristores I_p; (d) a duração do processo de comutação, $t_c = t_{1m} + t_{2m}$; e (e) a energia armazenada no indutor L_2 no fim do modo 1.

Solução: $V_s = 220$ V, $L_m = 30\ \mu$H, $C_m = 50\ \mu$F e $I_m = 175$ A.

(a) A partir da Eq. (10.62), $x = (175/220)\sqrt{2 \times 30/50} = 0{,}8714$. A partir da Eq. (10.61),

$$t_{off} = \sqrt{2 \times 30 \times 50} \times \left[\cos^{-1} \frac{1}{2(1 + 0{,}8714^2)^{1/2}} - \tan^{-1}(0{,}8714) \right] = 25{,}6\ \mu s$$

(b) A partir da Eq. (10.63), $t_{off(máx)} = (\pi/3)\sqrt{2 \times 30 \times 50} = 57{,}36\ \mu s$.

(c) A partir da Eq. (10.64), o tempo para a corrente máxima é

$$t_m = t_{1m} = \sqrt{2 \times 30 \times 50} \tan^{-1} \frac{1}{0{,}8714} = 46{,}78\ \mu s$$

$$\omega = \frac{10^6}{\sqrt{2 \times 30 \times 50}} = 18{,}257 \text{ rad/s}$$

A partir das Eqs. (10.57) e (10.65), a corrente máxima do tiristor é

$$I_p = 2 \times 175 \cos(1{,}8257 \times 0{,}4678) + 220 \sqrt{2 \times \frac{50}{30}} \operatorname{sen}(1{,}8257 \times 0{,}4678)$$

$$- 175 = 357{,}76 \text{ A}$$

(d) A partir da Eq. (10.68), $t_{2m} = 175 \times 30\ \mu s/2 = 2625\ \mu s$ e o tempo de comutação é

$$t_c = t_{1m} + t_{2m} = 46{,}78 + 2625 = 2671{,}78\ \mu s$$

(e) No fim do modo 1, a energia armazenada no indutor L_2 é

$$W = 0{,}5 L_m I_p^2 = 0{,}5 \times 30 \times 10^{-6} \times 357{,}76^2 = 1{,}92 \text{ J}$$

Nota: É necessário um tempo relativamente longo para dissipar a energia armazenada e reduzir a eficiência e a freqüência de saída do inversor. Devido a essa dissipação de energia nos dispositivos de potência, poderia haver um problema térmico. Essa energia armazenada pode ser devolvida para a fonte através da conexão de um transformador e diodos de realimentação, como mostrado na Figura 10.34.

Exemplo 10.8

Se a relação de espiras do transformador de realimentação na Figura 10.34 for $N_1/N_2 = a = 0{,}1$, determinar (a) a duração do processo de comutação, $t_c = t_{1m} + t_{2m}$; (b) a energia armazenada no indutor L_2 no fim do modo 1; e (c) a corrente máxima do tiristor I_p.

Solução: $V_s = 220$ V, $L_1 = L_2 = L_m = 30\ \mu$H, $C = 50\ \mu$F e $I_m = 175$ A. A partir da Eq. (8.62).

$$x = \frac{175}{220}\sqrt{\frac{2 \times 30}{50}} = 0{,}8714$$

$$\omega = \frac{10^6}{\sqrt{2 \times 30 \times 50}} = 18{,}257 \text{ rad/s}$$

(a) O intervalo de comutação pode ser dividido em dois modos. Na análise a seguir, redefiniremos a origem do tempo, $t = 0$, no início de cada modo. O circuito equivalente para o modo 1 é mostrado na Figura 10.35a, que é o mesmo que aquele da Figura 10.33a. Se v_1 e v_2 são as tensões primária e secundária do transformador de realimentação, respectivamente, D_2 e D_{11} conduziriam se

$$v_2 \leq V_s \qquad \text{ou} \qquad v_1 \leq aV_s$$

$$v_1 = a\, v_2 \tag{10.69}$$

onde a é a relação de espiras do transformador e $a \leq 1$. Para D_2 e D_{11} conduzirem,

$$v_1 = v_{L1} = v_{L2} = -aV_s \tag{10.70}$$

A duração do modo 1 pode ser encontrada a partir da Eq. (10.59):

$$v_{L2}(t = t_{1m}) = V_s \cos \omega t_{1m} - 2I_m \sqrt{\frac{L_m}{2C_m}} \operatorname{sen} \omega t_{1m} = -aV_s$$

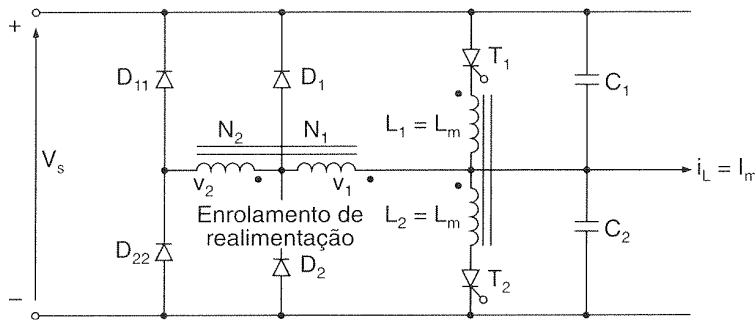



Figura 10.34

Comutação complementar com enrolamentos de realimentação.

e resolvendo para t_{1m} tem-se

$$t_{1m} = \sqrt{2L_m C_m}\left[\operatorname{sen}^{-1} \frac{a}{(1 + x^2)^{1/2}} + \tan^{-1} \frac{1}{x}\right]$$

$$= 50{,}91\ \mu\text{s} \tag{10.71}$$

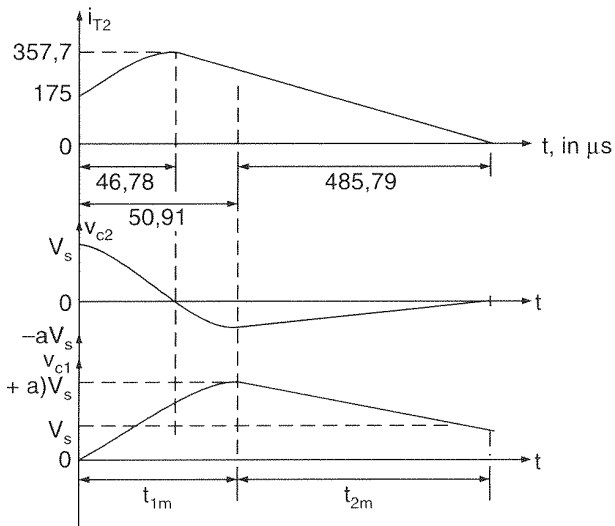
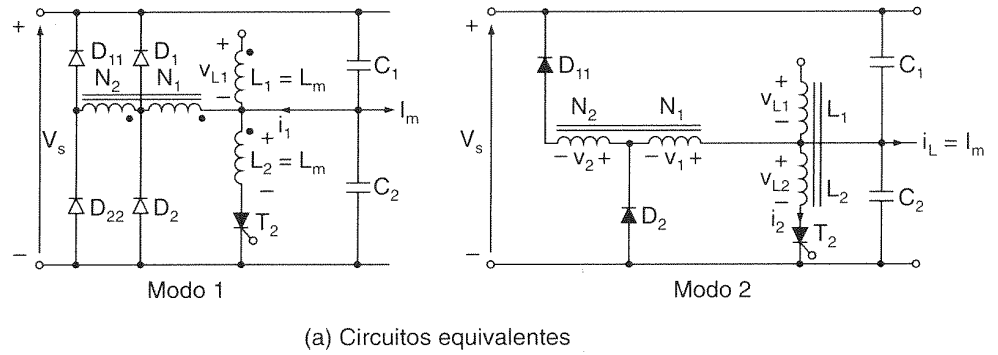
Esse modo termina quando D_2 e D_{11} conduzem. No fim do modo 1, a Eq. (10.57) dá a corrente no tiristor T_2:

$$i_{T2} = i_1(t = t_{1m}) = I_1 \tag{10.72}$$

(a) Circuitos equivalentes

(b) Formas de onda

Figura 10.35

Circuitos equivalentes e formas de onda para o Exemplo 10.8.

A partir das Eqs. (10.57) e (10.72),

$$I_1 = 2 \times 175 \cos(1{,}8257 \times 0{,}5091) + 220 \sqrt{2 \times \frac{50}{30}} \ \mathrm{sen}(1{,}8257 \times 0{,}5091)$$

$$- 175 = 356{,}24 \text{ A}$$

A tensão no capacitor C_2

$$V_{c2} = V_{L2} = -aV_s$$

$$= -0{,}1 \times 220 = -22 \text{ V} \tag{10.73}$$

A tensão no capacitor C_1

$$V_{c1} = V_s - V_{c2} = (1 + a)V_s \tag{10.74}$$

$$= 1{,}1 \times 220 = 242 \text{ V}$$

O modo 2 começa quando D_2 e D_{11} conduzem e a tensão do indutor L_2 é grampeada em $-aV_s$. O circuito equivalente é mostrado na Figura 10.35b.

$$v_{L2} = L_m \frac{di_2}{dt} = -av_2 = -aV_s \tag{10.75}$$

com as condições iniciais $i_2(t = 0) = I_1$ e a solução da Eq. (10.75), tem-se

$$i_2(t) = I_1 - \frac{aV_s}{L_m} t \tag{10.76}$$

O modo 2 termina quando $i_2(t)$ torna-se zero em $t = t_{2m}$ e

$$t_{2m} = \frac{L_m I_1}{aV_s}$$

$$= 30 \times 10^{-6} \times \frac{356{,}24}{0{,}1 \times 220} = 485{,}78\ \mu\text{s} \tag{10.77}$$

O tempo de comutação é

$$t_c = t_{1m} + t_{2m} = 50{,}91 + 485{,}79 = 536{,}7\ \mu\text{s}$$

(b) No fim do modo 1, a energia armazenada no indutor L_2 é

$$W = 0{,}5 L_m I_1^2 = 0{,}5 \times 30 \times 10^{-6} \times 356{,}24^2 = 1{,}904 \text{ J}$$

(c) A partir da Eq. (10.64), $t_m = 46{,}78\ \mu\text{s}$ e, a partir da Eq. (10.57), $I_p = 357{,}76$ A.

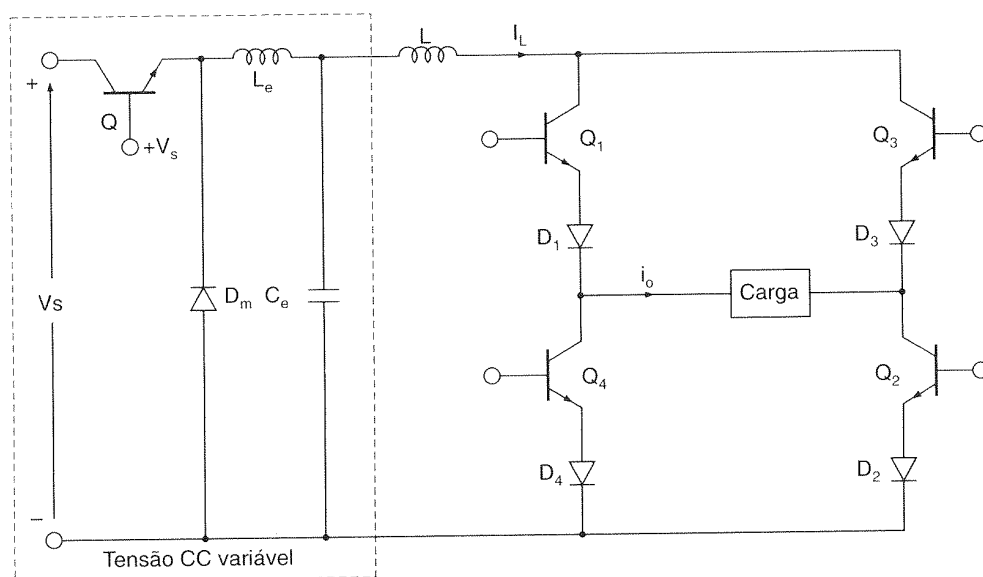
Nota: A energia armazenada é devolvida para alimentação. O tempo de comutação pode ser reduzido diminuindo-se a relação de espiras a; isso aumentaria as especificações de tensão dos diodos de realimentação.

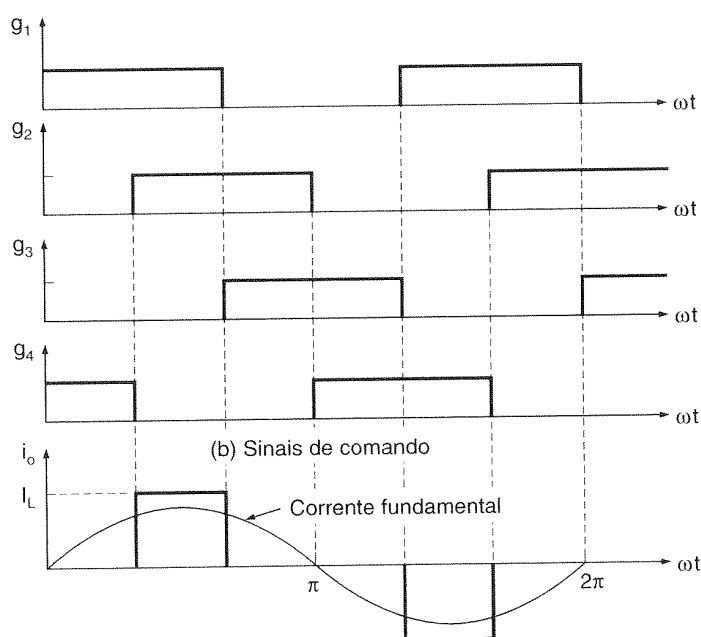
10.11 INVERSORES DO TIPO FONTE DE CORRENTE

Nas seções anteriores os inversores são alimentados a partir de uma fonte de tensão e a corrente na carga é forçada a variar entre o positivo e o negativo, e vice-versa. Para alimentar as cargas indutivas, são necessárias chaves de potência com diodos de comutação, enquanto em um inversor do tipo fonte de corrente (do inglês *current-source*

inverter – CSI), a entrada comporta-se como uma fonte de corrente. A corrente de saída é mantida constante independentemente da carga dos inversores e a tensão de saída é forçada a variar. O diagrama do circuito de um inversor monofásico transistorizado é mostrado na Figura 10.36a. Como tem de haver uma contínua circulação de corrente a partir da fonte, duas chaves sempre conduzirão – uma chave da parte superior e uma da inferior. A seqüência de condução é 12, 23, 34 e 41, como mostrado na Figura 10.36b. A forma de onda de corrente de saída é mostrada na Figura 10.36c. Os diodos em série com os transistores são necessários para bloquear tensões reversas nos transistores.

Figura 10.36

Fonte de corrente monofásica.

(a) CSI transistorizado

(b) Sinais de comando

(c) Corrente de carga

Quando dois dispositivos conduzem em ramos diferentes, a corrente da fonte I_L circula através da carga. Quando dois dispositivos no mesmo ramo conduzem, a fonte de corrente é desviada da carga. O projeto para fonte de corrente é similar ao Exemplo 9.14. A partir da Eq. (10.19), a corrente de carga pode ser expressa como

$$i_0 = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{4I_L}{n\pi} \operatorname{sen} \frac{n\delta}{2} \operatorname{sen} n(\omega t) \tag{10.78}$$

Com um inversor do tipo fonte de corrente, os circuitos de comutação para tiristores necessitam apenas de capacitores e são mais simples, como mostrado na Figura 10.37c. Suponhamos que T_1 e T_2 estejam conduzindo, e os capacitores C_1 e C_2 estejam carregados com polaridade, como mostrado. O disparo dos tiristores T_3 e T_4 polariza reversamente os tiristores T_1 e T_2, que são desligados através de comutação por impulso. A corrente agora circula através de $T_3C_1D_1$, carga e $D_2C_2T_4$. Os capacitores C_1 e C_2 são descarregados e recarregados em uma taxa constante determinada pela corrente de carga, $I_m = I_L$. Quando C_1 e C_2 são carregados para a tensão de carga e suas correntes caem a zero, a corrente de carga será transferida do diodo D_1 para o D_3 e do D_2 para o D_4. D_1 e D_2 serão desligados quando a corrente de carga for completamente invertida. O capacitor está agora pronto para desligar T_3 e T_4, se os tiristores T_1 e T_2 forem disparados no próximo semiciclo. O tempo de comutação dependerá da amplitude da corrente e tensão de carga. Os diodos na Figura 10.37c isolam os capacitores da tensão da carga.

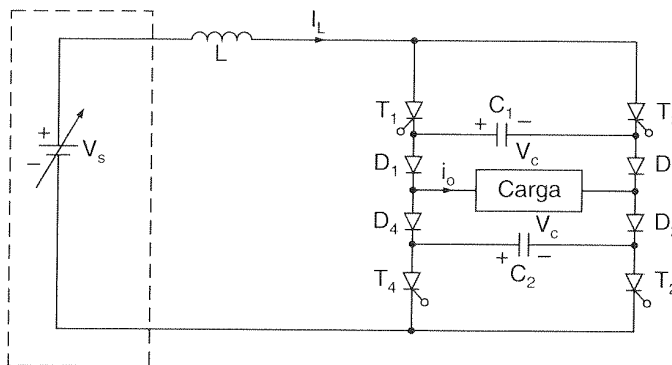



Figura 10.37

Inversor monofásico tiristorizado do tipo fonte de corrente.

A Figura 10.38a mostra o diagrama do circuito de um inversor trifásico do tipo fonte de corrente. As formas de onda para sinais de comando e correntes de linha para uma carga conectada em estrela são mostradas na Figura 10.38b. Em qualquer instante apenas dois tiristores conduzem ao mesmo tempo. Cada dispositivo conduz por 120°. A partir da Eq. (10.14), a corrente para a fase a pode ser expressa como

$$i_a = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{4I_L}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \operatorname{sen} n\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \tag{10.79}$$

Figura 10.38

Inversor trifásico transistorizado do tipo corrente.

(a) Circuito

(b) Formas de onda

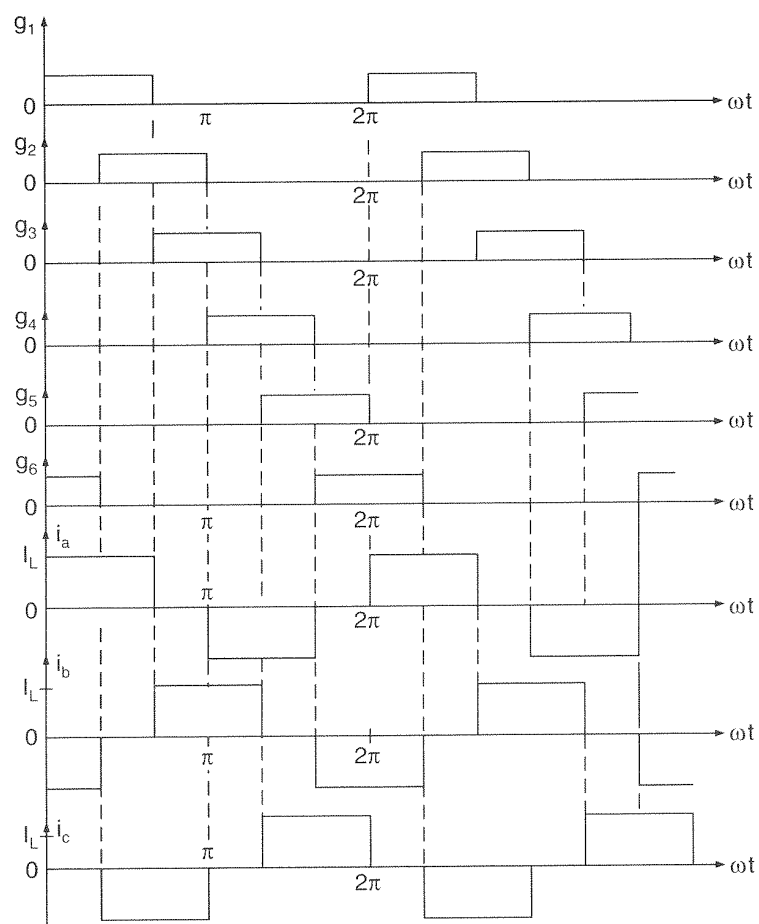
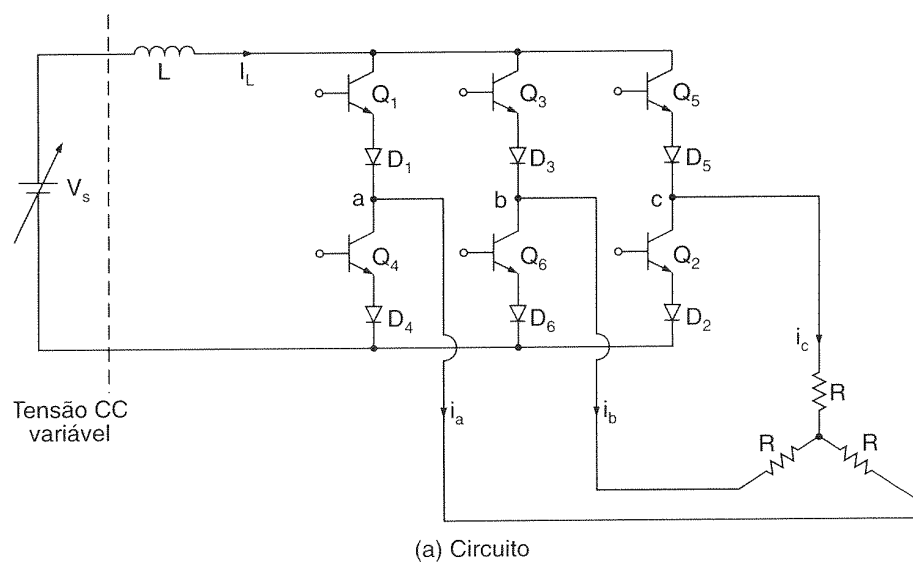
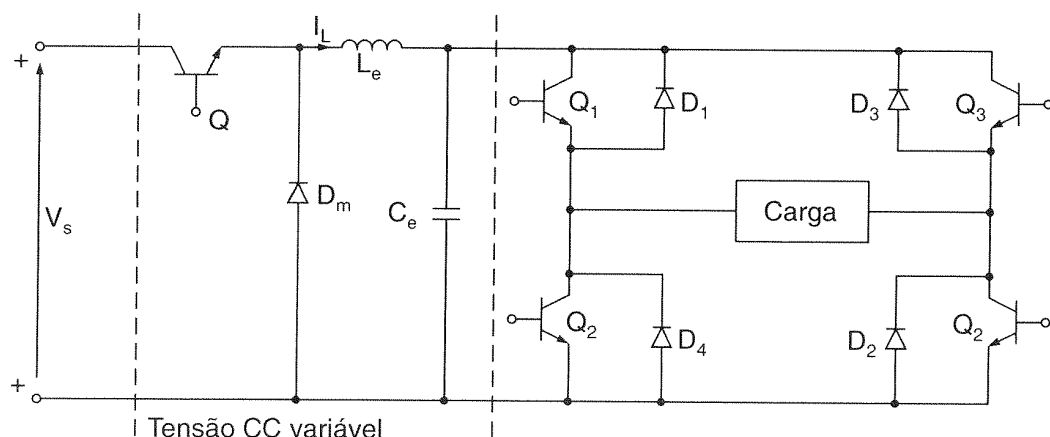



Figura 10.39

Inversor com interligação CC variável.

As técnicas PWM, SPWM ou MSPWM podem ser aplicadas para variar a corrente de carga e melhorar a qualidade de sua forma de onda.

O inversor do tipo fonte de corrente (CSI) é um dual de um inversor do tipo fonte de tensão (VSI). A tensão de linha de um VSI é similar em forma à corrente de linha de um CSI. As vantagens do CSI são: (1) como a corrente CC de entrada controlada é limitada, falha de pulso em dispositivos de chaveamento ou um curto-circuito não seria um problema sério; (2) o valor máximo de corrente do dispositivo de potência é limitado; (3) os circuitos de comutação para tiristores são mais simples; e (4) ele tem a habilidade de lidar com cargas reativas ou regenerativas sem diodos de comutação.

Um CSI requer um reator relativamente grande para exibir as curvas características da fonte de corrente e um estágio conversor extra para controlar a corrente. A resposta dinâmica é mais lenta. Devido à transferência de corrente de um par de chaves para outro, será necessário um filtro de saída para suprimir os picos na tensão de saída.

10.12 INVERSORES COM INTERLIGAÇÃO CC VARIÁVEL

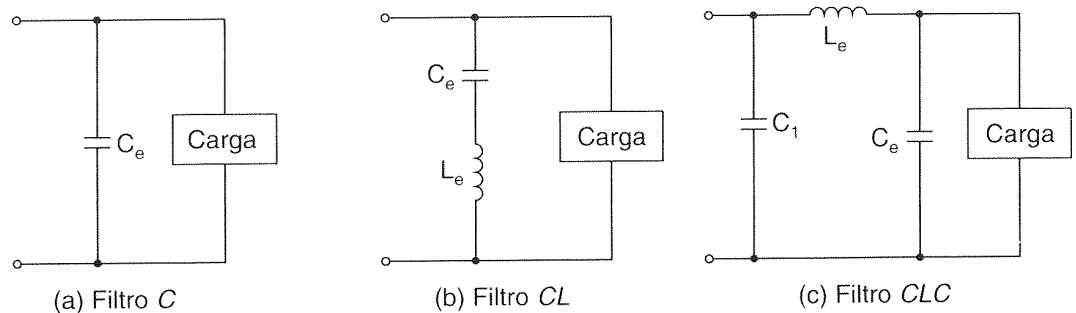
A tensão de saída de um inversor pode ser controlada pela variação do índice de modulação (ou larguras dos pulsos) e mantendo-se a tensão CC de entrada constante; mas nesse tipo de controle de tensão, uma faixa de harmônicos estaria presente na tensão de saída. As larguras de pulsos podem ser mantidas fixas para eliminar ou reduzir determinados harmônicos e a tensão de saída pode ser controlada pela variação do nível CC da tensão de entrada. Tal arranjo, como mostrado na Figura 10.39, é conhecido como *inversor com interligação CC variável*. Esse arranjo requer um estágio conversor adicional; e se for um *chopper*, a potência não pode ser realimentada à fonte CC. Para se obterem a qualidade desejada e os harmônicos da tensão de saída, a forma da tensão de saída pode ser predeterminada, como mostrado na Figura 10.5b ou na Figura 10.30. A fonte de alimentação CC é variada para dar uma saída CA variável.

10.13 PROJETO DE CIRCUITOS INVERSORES

A determinação das especificações de tensão e corrente dos dispositivos de potência em circuitos inversores depende dos tipos de inversores, das cargas e dos métodos de controle de tensão e corrente. O projeto requer (1) a obtenção das expressões para a corrente instantânea de carga e (2) a plotagem das formas de onda de corrente para cada dispositivo e componente. Uma vez que a forma de onda de corrente seja conhecida, as técnicas para calcular as especificações dos dispositivos de potência e componentes de comutação são similares àquelas das Seções 7.4 e 9.8. A avaliação das especificações de tensão requer o estabelecimento das tensões reversas de cada dispositivo.

Para reduzir os harmônicos de saída são necessários filtros na saída. A Figura 10.40 mostra os filtros de saída comumente utilizados. Um filtro *C* é muito simples, mas ele drena mais potência reativa. Um filtro *LC* sintonizado como na Figura 10.40b pode eliminar apenas uma freqüência. Um filtro *CLC* apropriadamente projetado como na Figura 10.40c é mais efetivo na redução de harmônicos de uma ampla largura de banda e drena menos potência reativa.

Figura 10.40

Filtros de saída.

Exemplo 10.9

O inversor monofásico em ponte completa na Figura 10.2a alimenta uma carga de $R = 10\,\Omega$, $L = 31{,}5$ mH e $C = 112\,\mu$F. A tensão CC de entrada é $V_s = 220$ V e a freqüência do inversor é $f_0 = 60$ Hz. A tensão de saída tem dois recortes tal que o terceiro e o quinto harmônicos são eliminados. (a) Determinar a expressão para a corrente de carga $i_0(t)$. (b) Se for utilizado um filtro *C* de saída para eliminar o sétimo harmônico e os de mais alta ordem, determinar a capacitância C_e do filtro.

Solução: A forma de onda da tensão de saída é mostrada na Figura 10.28. $V_s = 220$ V, $f_0 = 60$ Hz, $R = 10\,\Omega$, $L = 31{,}5$ mH e $C = 112\,\mu$F. $\omega_0 = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s.

A reatância indutiva para a n-ésima tensão harmônica é

$$X_L = j\,2n\pi \times 60 \times 31{,}5 \times 10^{-3} = j\,11{,}87n\,\Omega$$

A reatância capacitiva para a n-ésima tensão harmônica é

$$X_c = -\frac{j\,10^6}{2n\pi \times 60 \times 112} = \frac{j\,23,68}{n}\ \Omega$$

A impedância para a n-ésima tensão harmônica é

$$|Z_n| = \left[10^2 + \left(11,87n - \frac{23,68}{n}\right)^2\right]^{1/2}$$

e o ângulo do fator de potência para a n-ésima tensão harmônica é

$$\theta_n = \tan^{-1}\frac{11,87n - 23,68n}{10} = \tan^{-1}\left(1,187n - \frac{2,368}{n}\right)$$

(a) A Eq. (10.47) dá os coeficientes da série de Fourier como

$$B_n = \frac{4V_s}{\pi}\,\frac{1 - 2\cos n\alpha_1 + 2\cos n\alpha_2}{n}$$

Para $\alpha_1 = 23,62°$ e $\alpha_2 = 33,3°$, o terceiro e o quinto harmônicos estariam ausentes. A partir da Eq. (10.46) a tensão instantânea de saída pode ser expressa como

$$v_o(t) = 235,1 \operatorname{sen} 377t + 69,4 \operatorname{sen}(7 \times 377t) + 85,1 \operatorname{sen}(9 \times 377t) + \ldots$$

Dividindo a tensão de saída pela impedância de carga e considerando o atraso apropriado devido aos ângulos do fator de potência, obtém-se a corrente de carga como

$$i_o(t) = 15,19 \operatorname{sen}(377t + 49,74°) + 0,86 \operatorname{sen}(7 \times 377t - 82,85°)$$

$$+ 1,09 \operatorname{sen}(9 \times 377t - 84,52°) + 0,66 \operatorname{sen}(11 \times 377t - 85,55°) + \ldots$$

(b) O n-ésimo harmônico e os de mais alta ordem seriam reduzidos significativamente se a impedância do filtro fosse muito menor que a da carga, e a relação de 1:10 é normalmente adequada.

$$|Z_n| = 10X_e$$

onde a impedância de filtro é $|X_e| = 1/(377nC_e)$. O valor da capacitância de filtro C_e pode ser encontrado a partir de

$$\left[10^2 + \left(11,87n - \frac{23,68}{n}\right)^2\right]^{1/2} = \frac{10}{377nC_e}$$

Para o sétimo harmônico, $n = 7$ e $C_e = 47,3\ \mu$F.

Exemplo 10.10

O inversor no Exemplo 10.9 usa tiristores com comutação auxiliar, mostrada na Figura 10.32a. O tempo de comutação dos tiristores e $t_q = t_{off} = 25\ \mu s$. Determinar (a) os valores ótimos do capacitor de comutação C_m e do indutor L_m para minimizar a energia e (b) as correntes máximas do tiristor T_1 e do diodo D_1.

Solução: (a) Desprezando os harmônicos, a corrente máxima de carga, $I_m = I_p = 15{,}19$ A. As Eqs. (7.31) e (7.32) dão o valor ótimo de L_m e C_m.

$$L_m = \frac{0{,}398 t_{off} V_o}{I_p} = \frac{0{,}398 \times 25 \times 10^{-6}}{15{,}19} V_s$$

$$C_m = \frac{0{,}8917 t_{off} I_p}{V_o} = \frac{0{,}8917 \times 25 \times 10^{-6} \times 15{,}19}{V_o}$$

A partir da Eq. (10.52),

$$V_o = V_s + I_p \sqrt{\frac{L_m}{C_m}} = 220 + 15{,}19 \sqrt{\frac{L_m}{C_m}}$$

A substituição para V_o dá a relação entre Cm e L_m. Resolvendo para Cm e L_m, obtém-se $C_m = 0{,}51\ \mu F$, $L_m = 434\ \mu H$ e $V_o = 662{,}6$ V.

(b) A corrente máxima do tiristor $Ip = 15{,}19$ A, e o pico de corrente ressonante é

$$I_{pk} = V_o \sqrt{\frac{C_m}{L_m}} = 662{,}6 \sqrt{\frac{0{,}51}{434}} = 22{,}77 \text{ A}$$

A partir da Figura 10.32b, a corrente máxima no diodo devido à oscilação ressonante é

$$I_{pk} = I_{pk} - I_p = 22{,}77 - 15{,}19 = 7{,}58 \text{ A}$$

O diodo D_1 conduzirá ambas as correntes, a de carga indutiva e a ressonante. Embora essas duas componentes determinem as correntes eficaz e média do diodo, a corrente máxima no diodo nesse exemplo deveria ser a mesma que a do tiristor, isto é, 15,19 A.

Exemplo 10.11

O inversor monofásico da Figura 10.2a usa o controle PWM, como mostrado na Figura 10.13a, com cinco pulsos por semiciclo. A tensão CC de alimentação é $V_s = 100$ V. O índice de modulação M é 0,6. A freqüência de saída é $f_o = 60$ Hz. A carga é resistiva com $R = 2{,}5\ \Omega$. Use o PSpice (a) para plotar a tensão de saída v_o e (b) para calcular seus coeficientes de Fourier. Os parâmetros do transistor no modelo SPICE são IS=2.2E–15, BV=1800V, TT=0.

Solução: (a) $M = 0{,}6$, $f_0 = 60$ Hz, $T = 1/f_0 = 16{,}667$ ms. O inversor para a simulação PSpice é mostrado na Figura 10.41a. Um amplificador operacional, como mostrado na Figura 10.41b, é utilizado como comparador e produz os sinais de controle PWM. Os sinais de portadora e referência são mostrados na Figura 10.41c. A listagem do arquivo do circuito é como se segue:

```
Exemplo 10.11  Single-Phase Inverter with PWM Control
VS      1     0   DC   100V
Vr     17     0   PULSE (50V 0V 0 833. 33US 833. 33US INS 1666. 67US)
Rr     17     0   2MEG
Vcl    15     0   PULSE (0 -30V 0 INS INS 8333. 33US 16666. 67US)
Rcl    15     0   2MEG
Vc3    16     0   PULSE (0 -30V 8333. 33US INS INS 8333. 33US 16666. 67US)
Rc3    16     0   2MEG
R       4     6   2.5
* L      5     6   10MH             ; Inductor L is excluded
VX      3     4   DC     0V         ; Measures load current
VY      1     2   DC     0V         ; Voltage source to measure supply current
D1      3     2   DMOD              ; Diode
D2      0     6   DMOD              ; Diode
D3      6     2   DMOD              ; Diode
D4      0     3   DMOD              ; Diode
.MODEL DMOD    D (IS=2.2E-15 BV=1800V TT=0)   ; Diode model parameters
Q1      2     7    3    QMOD                   ; BJT switch
Q2      6     9    0        QMOD               ; BJT switch
Q3      2    11    0        QMOD               ; BJT switch
Q4      3    13    0        QMOD               ; BJT switch
.MODEL  QMOD NPN (IS=6.734F BF=416.4 CJC=3.638P CJE=4.493P) ; BJT parameters
Rg1      8     7    100
Rg2     10     9    100
Rg3     12    11    100
Rg4     14    13    100
*       Subcircuit call for PWM control
XPW1    17  15    8  3   PWM      ; Control voltage for transistor Q1
XPW2    17  15   10  0   PWM      ; Control voltage for transistor Q2
XPW3    17  16   12  6   PWM      ; Control voltage for transistor Q3
XPW4    17  16   14  0   PWM      ; Control voltage for transistor Q4
*       Subcircuit for PWM control
.SUBCKT       PWM    1     2          3            4
*           model   ref.   carrier   +control      -control
*           name   input   input     voltage       voltage
R1      1      5      1K
R2      2      5      1K
RIN     5      0      2MEG
RF      5      3      100K
RO      6      3      75
CO      3      4      10PF
E1      6      4      0      5        2E+5 ; Voltage-controlled voltage source
.ENDS    .PWM                              ; Ends subcircuit definition
.TRAN   10US      16.67MS 0    10US        ; Transient analysis
.PROBE                                     ; Graphics postprocessor
```

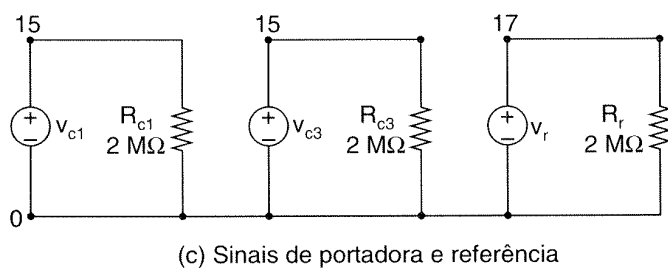
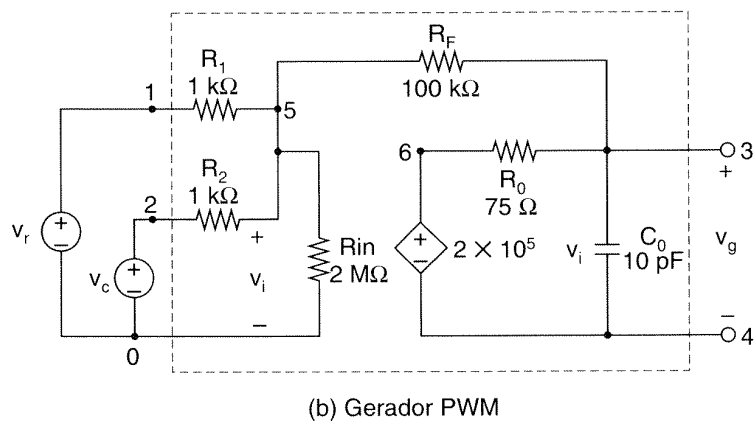
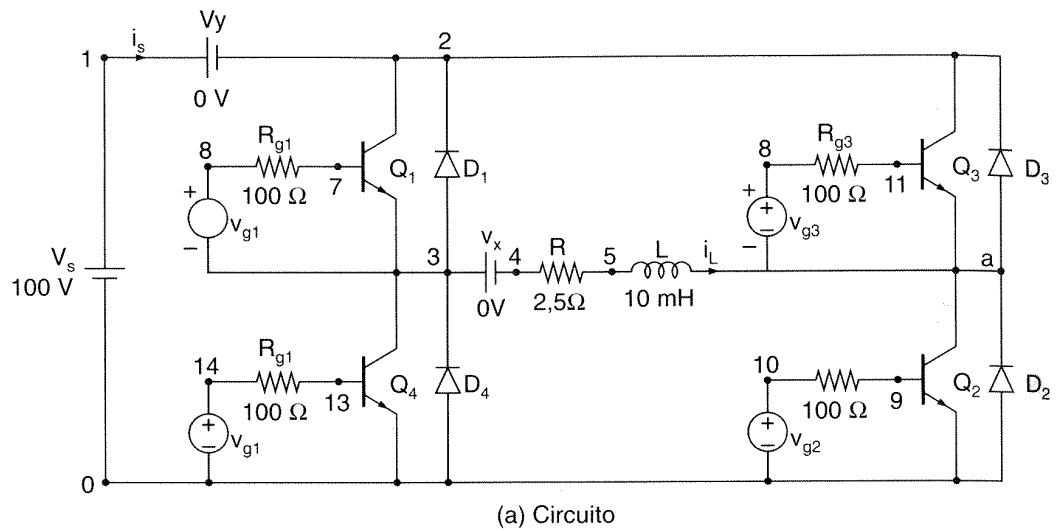
```
.options  abstol = 1.00n reltol = 0.01 vntol = 0.1 ITL = 20000; convergence
.FOUR 60Hz  V(3,6)                          ; Fourier analysis
.END
```

Figura 10.41

Inversor monofásico para simulação PSpice.

(a) Circuito

(b) Gerador PWM

(c) Sinais de portadora e referência

As plotagens do PSpice são mostradas na Figura 10.42, onde V(17) = sinal de referência e V(3,6) = tensão de saída.

(b)
```
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(3,6)
  DC COMPONENT = 6,335275E-03
```

HARMONIC No	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE(DEG)
1	6.000E+01	7.553E+01	1.000E+00	6.275E-02	0.000E+00
2	1.200E+02	1.329E-02	1.759E-04	5.651E+01	5.645E+01
3	1.800E+02	2.756E+01	3.649E-01	1.342E-01	7.141E-02
4	2.400E+02	1.216E-02	1.609E-04	6.914E+00	6.852E+00
5	3.000E+02	2.027E+01	2.683E-01	4.379E-01	3.752E-01
6	3.600E+02	7.502E-03	9.933E-05	-4.924E-01	-4.930E+01
7	4.200E+02	2.159E+01	2.858E-01	4.841E-01	4.213E-01
8	4.800E+02	2.435E-03	3.224E-05	-1.343E+02	-1.343E+02
9	5.400E+02	4.553E+01	6.028E-01	6.479E-01	5.852E-01

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 8.063548E+01 PERCENT

Nota: Para M = 0,6 e p = 5, o programa de computador FIG10-11,BAS para PWM uniforme dá V_1 = 54,59 V (*rms*) e THD = 100,65% em comparação aos valores de $V_1 = 75{,}53/\sqrt{2}$ = 53,41 V (*rms*) e THD = 80,65% a partir do PSpice. No cálculo de THD, o PSpice usa somente até o nono harmônico como padrão (*default*), em vez de todos os harmônicos. Assim, se os harmônicos maiores que o nono têm valor significativo quando comparados com a componente fundamental, o PSpice dará um valor de THD baixo e errado. Entretanto, a versão 5.1 (ou posterior) do PSpice permite um argumento para especificar o número de harmônicos a ser calculado. Por exemplo, o comando para calcular até o trigésimo harmônico será .FOUR 60HZ 30 V(3,6). O valor padrão é o nono harmônico.

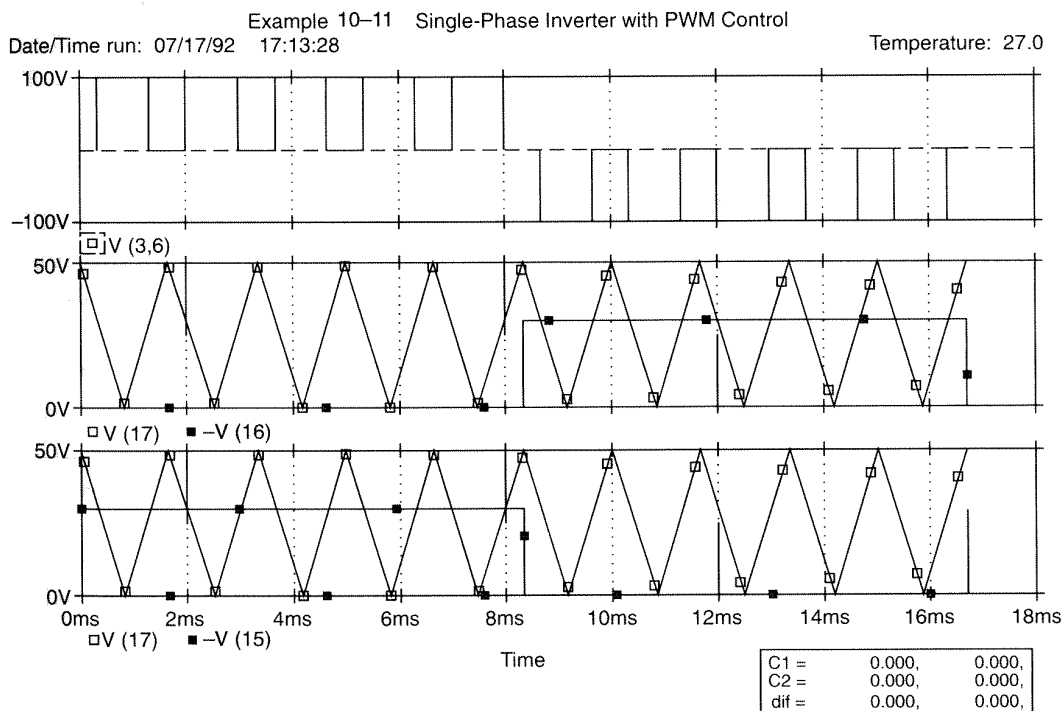



Figura 10.42

Formas de onda do PSpice para o Exemplo 10.11.

10.14 CONSIDERAÇÕES MAGNÉTICAS

Os indutores são utilizados em circuitos de comutação de tiristores e para filtros de entrada e saída. A perda magnética é dependente da freqüência e esses indutores deveriam ser projetados com núcleos magnéticos de permeabilidade muito alta para reduzir as perdas no núcleo. As saídas dos inversores são normalmente isoladas da carga por um transformador de saída. A tensão de saída do inversor normalmente contém harmônicos e as perdas no transformador são aumentadas. Um transformador, que é projetado para operar em tensões puramente senoidais, seria submetido a perdas maiores e deveria ser operado abaixo de sua capacidade nominal quando alimentado a partir de tensões de saída de inversores. A tensão de saída não deveria ter componente CC; de outro modo, o núcleo poderia saturar.

RESUMO

Os inversores podem fornecer tensões CA monofásicas e trifásicas a partir de uma tensão CC fixa ou variável. Há várias técnicas de controle de tensão e elas produzem uma faixa de harmônicos na tensão de saída. A modulação por largura de pulso senoidal (SPWM) é mais efetiva na redução de harmônicos de mais baixa ordem. Com uma escolha apropriada dos padrões de chaveamento para os dispositivos de potência, determinados harmônicos podem ser eliminados. Devido ao desenvolvimento de dispositivo de potência de chaveamento rápido, tais como transistores, GTOs, IGBTs e MCTs, as aplicações de inversores com tiristores em comutação forçada são limitadas aos inversores de alta potência.

REFERÊNCIAS

A. A. RAHMAN, J. E. QUAICOE e M. A. CHOWDHURY. "Performance analysis of delta modulated PWM inverters". *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. PE2, n. 3, 1987, pp. 227-32.

B. D. BEDFORD e R. G. HOFT. *Principle of Inverter Circuits.* Nova Ioque:John Wiley & Sons, Inc., 1964

H. S. PATEL e R. G. HOFT. "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor converter". *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA9, n. 3, 1973, pp. 310-7; vol. IA9, n. 3, 1973, pp. 666-73.

J. C. SALMON, S. OLSEN e N. DURDLE. "A three-phase PWM strategy using a stepped reference waveform". *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA27, n. 5, 1991, pp. 914-20.

K. TANIGUCHI e H. IRIE. "PWM technique for power MOSFET inverter". *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. PE3, n. 3, 1988, pp. 328-34.

_____________. "Trapezoidal modulating signal for three-phase PWM inverter". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. IE3, n. 2, 1986, pp. 193-200.

K. THORBORG e A. NYSTORM. "Staircase PWM: an uncomplicated and efficient modulation technique for ac motor drives". *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. PE3, n. 4, 1988, pp. 391-8.

M. A. BOOST e P. D. ZIOGAS. "State-of-the-art carrier PWM techniques: a critical evaluation". *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA24, n. 2, 1988, pp. 271-9.

M. F. SCHLECHT. "Novel topologies alternatives to the design of a harmonic-free utility/dc interface". *Power Electronic Specialist Conference*, 1983, pp. 206-16.

P. D. ZIOGAS, V. T. RANGANATHAN e V. R. STEFANOVIC. "A four-quadrant current regulated converter with a high frequency link". *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA18, n. 5, 1982, pp. 499-505.

P. D. ZIOGAS. "The delta modulation techniques in static PWM inverters". *IEEE Transactions on Industry Applications*. março/abril de 1981, pp. 199-204.

T. OHNISHI e H. OKITSU. "A novel PWM technique for theree-phases inverter/converter". *International Power Electronics Conference*, 1983, pp. 384-95.

QUESTÕES DE REVISÃO

10.1 O que é um inversor?

10.2 Qual é o princípio de operação de um inversor?

10.3 Quais são os tipos de inversores?

10.4 Quais são as diferenças entre os inversores meia-ponte e ponte completa?

10.5 Quais são os parâmetros de performance dos inversores?

10.6 Quais são as funções dos diodos de realimentação nos inversores?

10.7 Quais são os arranjos para obtenção de tensões de saída trifásicas?

10.8 Quais são os métodos para controle de tensão nos inversores?

10.9 Quais são as vantagens e desvantagens do controle por deslocamento de ângulo?

10.10 Quais são as técnicas para redução de harmônicos?

10.11 Quais são os efeitos da eliminação de harmônicos de mais baixa ordem?

10.12 Qual é o efeito do tempo de comutação de um tiristor na freqüência do inversor?

10.13 Quais são as vantagens e desvantagens de inversores transistorizados comparados a inversores tiristorizados?

10.14 Qual é o princípio dos inversores com comutação auxiliar?

10.15 Qual é o princípio dos inversores com comutação complementar?

10.16 Qual é a função do transformador de realimentação em inversores com comutação complementar?

10.17 Quais são as vantagens e desvantagens dos inversores do tipo fonte de corrente?

10.18 Quais são as principais diferenças entre inversores do tipo fonte de corrente e de tensão?

10.19 Quais são as principais vantagens e desvantagens dos inversores com interligação CC variável?

10.20 Quais são as razões para a adição de um filtro na saída do inversor?

10.21 Quais são as diferenças entre filtros CA e CC?

PROBLEMAS

10.1 O inversor monofásico meia-ponte na Figura 10.1a tem uma carga resistiva de $R = 10\,\Omega$ e a tensão CC de entrada é $V_s = 220$ V. Determinar **(a)** a tensão eficaz de saída na freqüência fundamental, V_1; **(b)** a potência de saída P_o; **(c)** as correntes média, eficaz e máxima de cada transistor; **(d)** a tensão máxima de bloqueio de cada transistor, V_{BR}; **(e)** a distorção harmônica total THD; **(f)** o fator de distorção DF; e **(g)** o fator harmônico e de distorção do harmônico de mais baixa ordem.

10.2 Repetir o Problema 10.1 para o inversor monofásico em ponte completa da Figura 10.2a.

10.3 O inversor em ponte completa da Figura 10.2a tem uma carga *RLC* com $R = 5\,\Omega$, $L = 10$ mH e $C = 26\,\mu$F. A freqüência do inversor é $f_0 = 400$ Hz e a tensão CC de entrada, $V_s = 220$ V. **(a)** Expresse a corrente instantânea de carga em uma série de Fourier. Calcule **(b)** a corrente eficaz de carga na freqüência fundamental, I_1; **(c)** o THD da corrente de carga; **(d)** a corrente média de alimentação I_s; e **(e)** as correntes média, eficaz e máxima de cada transistor.

10.4 Repetir o Problema 10.3 para $f_0 = 60$ Hz, $R = 4\,\Omega$, $L = 25$ mH e $C = 10\,\mu$F.

10.5 Repetir o Problema 10.3 para $f_0 = 60$ Hz, $R = 5\,\Omega$ e $L = 20$ mH.

10.6 O inversor trifásico em ponte completa da Figura 10.5a tem uma carga resistiva conectada em estrela de $R = 5\,\Omega$. A freqüência do inversor $f_0 = 400$ Hz e a tensão CC de entrada é $V_s = 220$ V. Expresse as tensões e as correntes instantâneas de fase em uma série de Fourier.

10.7 Repetir o Problema 10.6 para correntes e tensões de linha.

10.8 Repetir o Problema 10.6 para uma carga conectada em triângulo.

10.9 Repetir o Problema 10.7 para uma carga conectada em triângulo.

10.10 O inversor trifásico em ponte completa da Figura 10.5a tem uma carga conectada em estrela e cada fase consiste de $R = 5\,\Omega$, $L = 10$ mH e $C = 25\,\mu$F. A freqüência do inversor é $f_0 = 60$ Hz e a tensão CC de entrada, $V_s = 220$ V. Determinar as correntes média, eficaz e máxima dos transistores.

10.11 A tensão de saída de um inversor monofásico em ponte completa é controlada através de modulação por largura de pulso com um pulso por semiciclo. Determinar a largura de pulso necessária tal que a componente eficaz fundamental seja 70% da tensão CC de entrada.

10.12 Um inversor monofásico em ponte completa usa um PWM uniforme com dois pulsos por semiciclo para controle da tensão. Plotar o fator de distorção, a componente fundamental e os harmônicos de mais baixa ordem em função do índice de modulação.

10.13 Um inversor monofásico em ponte completa que usa um PWM uniforme com dois pulsos por semiciclo tem uma carga de $R = 5\,\Omega$, $L = 15$ mH e $C = 25\,\mu$F. A tensão CC de entrada é $V_s = 220$ V. Expresse a corrente instantânea de carga $i_0(t)$ em uma série de Fourier para $M = 0{,}8$, $f_0 = 60$ Hz.

10.14 Um inversor monofásico em ponte completa usa um PWM uniforme com sete pulsos por semiciclo para controle de tensão. Plotar o fator de distorção, a componente fundamental e os harmônicos de mais baixa ordem em função do índice de modulação.

10.15 Um inversor monofásico em ponte completa usa um SPWM com sete pulsos por semiciclo para controle da tensão. Plotar o fator de distorção, a componente fundamental e os harmônicos de mais baixa ordem em função do índice de modulação.

10.16 Repetir o Problema 10.15 para o SPWM modificado com dois pulsos por quarto de ciclo.

10.17 Um inversor monofásico em ponte completa usa um PWM uniforme com cinco pulsos por semiciclo. Determinar a largura do pulso se a tensão eficaz de saída for 80% da tensão CC de entrada.

10.18 Um inversor monofásico em ponte completa usa controle por deslocamento de ângulo para variar a tensão de saída e tem um pulso por semiciclo, como mostrado na Figura 10.20a. Determinar o ângulo de atraso (ou deslocamento) se a componente fundamental da tensão de saída for 70% da tensão CC de entrada.

10.19 Um inversor monofásico em ponte completa usa recortes bipolares múltiplos e é utilizado para eliminar o terceiro, o quinto, o sétimo e o décimo primeiro harmônicos da forma de onda de saída. Determinar o número de recortes e seus ângulos.

10.20 Repetir o Problema 10.19 para eliminar o terceiro, o quinto, o sétimo e o nono harmônicos.

10.21 O inversor monofásico em ponte completa com comutação auxiliar da Figura 8.32a tem uma carga de $R = 5\,\Omega$, $L = 10$ mH e $C = 25\,\mu$F. A tensão CC de entrada é $V_s = 220$ V e a freqüência do inversor é $f_0 = 60$ Hz. Se $t_{off} = 18\,\mu$s, determinar o valor ótimo dos componentes de comutação C_m e L_m.

10.22 Repetir o Problema 10.21 se o pico de corrente ressonante do circuito de comutação é limitado a duas vezes o valor máximo da corrente de carga.

10.23 Um inversor monofásico em ponte completa na Figura 10.33a, que usa comutação complementar, tem $L_1 = L_2 = L_m = 40\,\mu H$ e $C_m = 60\,\mu F$. A máxima corrente de carga é $I_m = 200$ A. A tensão CC de entrada é $V_s = 220$ V e a freqüência do inversor, $f_0 = 60$ Hz. A queda de tensão do circuito formado pelo tiristor T_2 e o diodo D_2 é, aproximadamente, $V_d = 2$ V. Determinar **(a)** o tempo de comutação t_{off} do circuito; **(b)** o tempo máximo disponível de comutação $t_{off(máx)}$ se $I_m = 0$; **(c)** a corrente máxima dos tiristores; **(d)** a duração do processo de comutação, $t_c = t_{1m} + t_{2m}$; e **(e)** a energia armazenada no indutor L_2 ao final do modo 1.

10.24 O inversor do Problema 10.23 tem um transformador de realimentação como mostrado na Figura 10.34. A relação de espiras dos enrolamentos de realimentação é $N_1/N_2 = a = 0{,}1$. Determinar **(a)** a duração do processo de comutação $t_c = t_{1m} + t_{2m}$; **(b)** a energia armazenada no indutor L_2 ao final do modo 1; e **(c)** a corrente máxima I_p no tiristor.

10.25 Repetir o Problema 10.24 se $a = 1{,}0$.

10.26 Repetir o Problema 10.24 se $a = 0{,}01$.

10.27 O inversor monofásico em ponte completa com comutação auxiliar da Figura 10.32a alimenta uma carga de $R = 5\,\Omega$, $L = 15$ mH e $C = 30\,\mu F$. A tensão CC de entrada é $V_s = 220$ V e a freqüência do inversor é $f_0 = 400$ Hz. O tempo de comutação dos tiristores é $t_q = t_{off} = 20\,\mu s$. A tensão de saída tem dois recortes tal que o terceiro e o quinto harmônicos são eliminados. Determinar **(a)** a expressão para a corrente instantânea de carga $i_0(t)$; **(b)** os valores ótimos do capacitor de comutação C_m e do indutor L_m para minimizar a energia; e **(c)** as correntes média, eficaz e máxima do tiristor T_1 e diodo D_1.

10.28 Se no Problema 10.27, um filtro LC sintonizado for utilizado para eliminar o sétimo harmônico a partir da tensão de saída, determinar os valores apropriados dos componentes do filtro.

10.29 O inversor monofásico em ponte completa com comutação auxiliar da Figura 10.32a alimenta uma carga de $R = 2\,\Omega$, $L = 25$ mH e $C = 40\,\mu F$. A tensão CC de entrada é $V_s = 220$ V e a freqüência do inversor, $f_0 = 60$ Hz. O tempo de comutação dos tiristores é $t_q = t_{off} = 15\,\mu s$. A tensão de saída tem três recortes tal que o terceiro, o quinto e o sétimo harmônicos são eliminados. Determinar **(a)** a expressão para a corrente instantânea de carga $I_o(t)$, e **(b)** os valores do capacitor C_m e do indutor L_m de comutação se o pico da corrente ressonante for limitado a 2,5 vezes o valor máximo da corrente de carga.

10.30 Se no Problema 10.29 for utilizado um filtro C na saída para eliminar o nono e os harmônicos de mais alta ordem, determinar o valor do capacitor do filtro C_e.

10.31 Repetir o Exemplo 10.11 para uma SPWM.

Capítulo 11

Conversores de Pulsos Ressonantes

11.1 INTRODUÇÃO

Os dispositivos de chaveamento em conversores com um controle PWM podem ser acionados para sintetizar a forma desejada da tensão e/ou corrente de saída. Entretanto, os dispositivos são "ligados" e "desligados" na corrente de carga com um alto valor de di/dt. As chaves são submetidas a um esforço de tensão elevada, e as perdas de potência por chaveamento de um dispositivo aumentam linearmente com a freqüência de chaveamento. A perda no disparo e desligamento pode ser uma porção significativa da perda total de potência. Também é produzida interferência eletromagnética devido a altos di/dt e dv/dt nas formas de onda do conversor.

As desvantagens do controle PWM podem ser eliminadas ou minimizadas se os dispositivos de chaveamento forem "ligados" e "desligados" quando a tensão sobre um dispositivo e/ou sua corrente tornar-se zero. A tensão e a corrente são forçadas a passar através do zero pela criação de um circuito ressonante LC, chamado *conversor de pulso ressonante*. Os conversores ressonantes podem ser classificados em oito tipos:

1. inversores ressonantes em série;
2. inversores ressonantes paralelos;
3. conversores ressonantes classe E;
4. retificadores ressonantes classe E;
5. conversores ressonantes com chaveamento em tensão zero (ZVS);

6. conversores ressonantes com chaveamento em corrente zero (ZCS);
7. conversores ressonantes com chaveamento em tensão zero de dois quadrantes (ZVS);
8. inversores ressonantes com interligação CC.

11.2 INVERSORES RESSONANTES EM SÉRIE

Os inversores ressonantes em série são baseados na oscilação de uma corrente ressonante. Os componentes de comutação e dispositivos de chaveamento são colocados em série com a carga para formar um circuito subamortecido. A corrente através dos dispositivos de chaveamento cai a zero devido à característica natural do circuito. Se o elemento de chaveamento é um tiristor, diz-se que ele é autocomutado. Esse tipo de inversor produz uma forma de onda aproximadamente senoidal em uma alta freqüência de saída, numa faixa de 200 Hz a 100 kHz, e é em geral usado em aplicações de saída relativamente fixa (por exemplo, aquecimento indutivo, sonares, iluminação fluorescente ou geradores ultra-sônicos). Devido à alta freqüência de chaveamento, o tamanho dos componentes de comutação é pequeno.

Existem várias configurações de inversores ressonantes em série, dependendo da conexão dos dispositivos de chaveamento e da carga. Os inversores em série podem ser classificados em duas categorias:

1. inversores ressonantes em série com chaves unidirecionais;
2. inversores ressonantes em série com chaves bidirecionais.

11.2.1 Inversores Ressonantes em Série com Chaves Unidirecionais

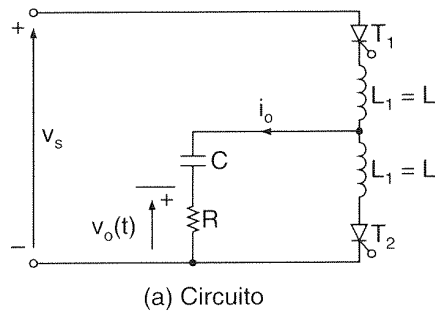
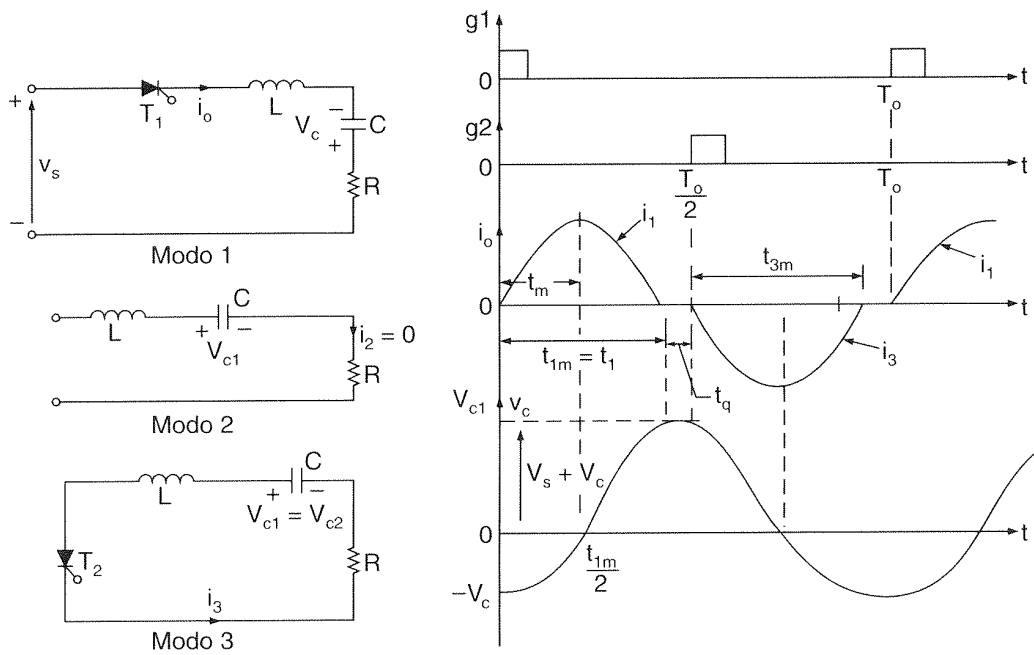
A Figura 11.1a mostra o diagrama do circuito de um inversor em série usando duas chaves unidirecionais com tiristores. Quando o tiristor T_1 é disparado, um pulso ressonante de corrente circula através da carga e a corrente cai a zero em $t = t_{1m}$ e T_1 é autocomutado. O disparo do tiristor T_2 causa uma corrente ressonante reversa através da carga e T_2 é também autocomutado. A operação do circuito pode ser dividida em três modos, e os circuitos equivalentes são mostrados na Figura 11.1b. Os sinais de disparo para os tiristores e as formas de onda para a corrente de carga e a tensão no capacitor são mostradas na Figura 11.1c.

(a) Circuito

Figura 11.1

Inversor ressonante em série básico.

O circuito ressonante em série formado por L , C e carga (suposta resistiva) tem de ser subamortecido. Ou seja,

$$R^2 < \frac{4L}{C} \tag{11.1}$$

Modo 1. Esse modo começa quando T_1 é disparado e um pulso ressonante de corrente flui através de T_1 e da carga. A corrente instantânea da carga para esse modo é descrita por

$$L\frac{di_1}{dt} + Ri_1 + \frac{1}{C}\int i_1\, dt + v_{c1}(t=0) = V_s \tag{11.2}$$

com as condições iniciais $i_1(t=0) = 0$ e $v_{c1}(t=0) = -V_c$. Como o circuito é subamortecido, a solução da Eq. (11.2) dá

$$i_1(t) = A_1 e^{-tR/2L} \text{ sen } \omega_r t \tag{11.3}$$

onde ω_r é a freqüência ressonante e

$$\omega_r = \left(\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2} \right)^{1/2} \tag{11.4}$$

A constante, A_1, na Eq. (11.3) pode ser avaliada a partir da condição inicial:

$$\left. \frac{di_1}{dt} \right|_{t=0} = \frac{V_s + V_c}{\omega_r L} = A_1$$

e

$$i_1(t) = \frac{V_s + V_c}{\omega_r L} e^{-\alpha t} \text{ sen } \omega_r t \tag{11.5}$$

onde

$$\alpha = \frac{R}{2L} \tag{11.6}$$

O tempo t_m quando a corrente $i_1(t)$ na Eq. (11.5) torna-se máxima pode ser encontrado a partir da condição

$$\frac{di_1}{dt} = 0 \qquad \text{ou} \qquad \omega_r e^{-\alpha t_m} \cos \omega_r t_m - \alpha e^{-\alpha t_m} \text{ sen } \omega_r t_m = 0$$

e isso resulta

$$t_m = \frac{1}{\omega_r} \tan^{-1} \frac{\omega_r}{\alpha} \tag{11.7}$$

A tensão no capacitor pode ser encontrada a partir de

$$\begin{aligned} v_{c1}(t) &= \frac{1}{C} \int_0^t i_1(t) - V_c \\ &= -(V_s + V_c) e^{-\alpha t} (\alpha \text{ sen } \omega_r t + \omega_r \cos \omega_r t)/\omega_r + V_s \end{aligned} \tag{11.8}$$

Esse modo é válido para $0 \leq t \leq t_{1m} = (\pi/\omega_r)$ e termina quando $i_1(t)$ se torna zero em t_{1m}. Ao final desse modo,

$$i_1(t = t_{1m}) = 0$$

e

$$v_{c1}(t = t_{1m}) = V_{c1} = (V_s + V_c)\, e^{-\alpha\pi/\omega_r} + V_s \tag{11.9}$$

Modo 2. Durante esse modo, os tiristores T_1 e T_2 são desligados. Redefinindo a origem de tempo, $t = 0$, no início desse modo, este é válido para

$$i_2(t) = 0, \qquad v_{c2}(t) = V_{c1} \qquad v_{c2}(t = t_{2m}) = V_{c2} = V_{c1}$$

Modo 3. Esse modo começa quando T_2 é disparado e uma corrente ressonante reversa flui através da carga. Vamos redefinir a origem de tempo, $t = 0$, no início desse modo. A corrente de carga pode ser encontrada a partir de

$$L\,\frac{di_3}{dt} + Ri_3 + \frac{1}{C}\int i_3\, dt + v_{c3}(t = 0) = 0 \tag{11.10}$$

com condições iniciais $i_3(t = 0) = 0$ e $v_{c3}(t = 0) = -V_{c2} = -V_{c1}$. A solução da Eq. (11.10) dá

$$i_3(t) = \frac{V_{c1}}{\omega_r L}\, e^{-\alpha t} \operatorname{sen} \omega_r t \tag{11.11}$$

A tensão no capacitor pode ser encontrada a partir de

$$\begin{aligned} v_{c3}(t) &= \frac{1}{C}\int_0^t i_3(t) - V_{c1} \\ &= V_{c1}\, e^{-\alpha t}(\alpha \operatorname{sen} \omega_r t + \omega_r \cos \omega_r t)/\omega_r \end{aligned} \tag{11.12}$$

Esse modo é válido para $0 \leq t \leq t_{3m} = \pi/\omega_r$ e termina quando $i_3(t)$ torna-se zero. Ao final desse modo,

$$i_3(t = t_{3m}) = 0$$

e em regime permanente

$$v_{c3}(t = t_{3m}) = V_{c3} = V_c = V_{c1}e^{-\alpha\pi/\omega_r} \tag{11.13}$$

As Eqs. (11.9) e (11.13) dão

$$V_c = V_s \frac{1 + e^{-z}}{e^z - e^{-z}} = V_s \frac{e^z + 1}{e^{2z} - 1} = \frac{V_s}{e^z - 1} \tag{11.14}$$

$$V_{c1} = V_s \frac{1 + e^z}{e^z - e^{-z}} = V_s \frac{e^z(1 + e^z)}{e^{2z} - 1} = \frac{V_s e^z}{e^z - 1} \tag{11.15}$$

onde $z = \alpha\pi/\omega_r$. Adicionando V_c a partir da Eq. (11.14) para V_s, obtém-se

$$V_s + V_c = V_{c1} \tag{11.16}$$

A Eq. (11.16) indica que, sob condições de regime permanente, o valor máximo da corrente positiva na Eq. (11.5) e da corrente negativa na Eq. (11.11) através da carga serão iguais.

A corrente de carga $i_1(t)$ tem de ser zero e T_1 tem de ser desligado antes de T_2 ser disparado. De outro modo, resultará uma condição de curto-circuito através dos tiristores e da fonte CC. Portanto, o tempo disponível para comutação t_{2m} (= t_{off}), conhecido como *zona morta*, tem de ser maior que o tempo de comutação dos tiristores, t_q.

$$\frac{\pi}{\omega_0} - \frac{\pi}{\omega_r} = t_{off} > t_q \tag{11.17}$$

onde ω_0 é a freqüência da tensão de saída em rad/s. A Eq. (11.17) indica que a freqüência máxima possível da saída é limitada a

$$f_0 \leq f_{máx} = \frac{1}{2(t_q + \pi/\omega_r)} \tag{11.18}$$

O circuito inversor ressonante na Figura 11.1a é muito simples. Entretanto, o fluxo de potência a partir da fonte CC é descontínuo. A fonte CC terá um alto pico de corrente, e conteria harmônicos. Um melhoramento do inversor básico na Figura 11.1a pode ser feito se os indutores são mutuamente acoplados, como mostrado na Figura 11.2. Quando T_1 é disparado e a corrente $i_1(t)$ começa a crescer, a tensão sobre L_1 será positiva com

polaridade como a que é mostrada. A tensão induzida em L_2 agora somará à tensão de C polarizando reversamente T_2, que será desligado. O resultado é que disparando um tiristor desliga-se o outro, mesmo antes de a corrente de carga alcançar o zero.

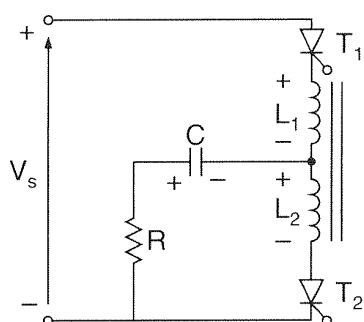



Figura 11.2

Inversor ressonante em série com indutores acoplados.

O obstáculo da alta corrente pulsada a partir da fonte CC pode ser vencido em uma configuração meia-ponte como mostrado na Figura 11.3, onde $L_1 = L_2$ e $C_1 = C_2$. A potência é fornecida pela fonte CC durante ambos os semiciclos da tensão de saída. Metade da corrente de carga é fornecida pelo capacitor C_1 ou C_2 e a outra metade pela fonte CC.

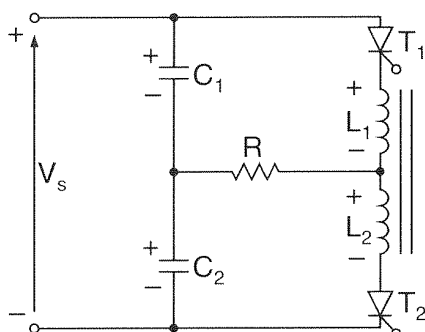



Figura 11.3

Inversor ressonante em série meia-ponte.

Um inversor em ponte completa, que permite maior potência de saída, é mostrado na Figura 11.4. Quando T_1 e T_2 são disparados, uma corrente ressonante positiva circula através da carga; e quando T_3 e T_4 são disparados, uma corrente negativa de carga circula. A corrente da fonte é contínua, mas pulsante.

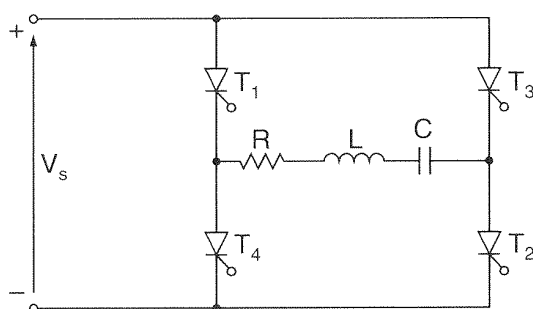



Figura 11.4

Inversor ressonante em série em ponte completa.

A freqüência ressonante e a zona morta disponível dependem da carga e por essa razão inversores ressonantes são mais apropriados para aplicações com carga fixa. A carga (ou resistor R) do inversor poderia também ser conectada em paralelo com o capacitor. Os tiristores podem ser substituídos por BJTs, MOSFETs, IGBTs e GTOs.

Exemplo 11.1

O inversor ressonante em série da Figura 11.2 tem $L_1 = L_2 = L = 50\,\mu H$, $C = 6\,\mu F$ e $R = 2\,\Omega$. A tensão CC de entrada é $V_s = 220\,V$ e a freqüência da tensão de saída é $f_o = 7\,kHz$. O tempo de desligamento dos tiristores é $t_q = 10\,\mu s$. Determinar (a) o tempo de desligamento disponível (ou circuito) t_{off}, (b) a freqüência máxima permissível $f_{máx}$, (c) a tensão de pico a pico do capacitor V_{pp} e (d) a corrente máxima de carga I_p. (e) Esboce a corrente instantânea de carga $i_o(t)$, a tensão no capacitor $v_c(t)$ e a corrente CC de alimentação $i_s(t)$. Calcule (F) a corrente eficaz de carga I_o, (g) a potência de saída P_o, (h) a corrente média e alimentação I_s e (i) as correntes média, eficaz e máxima dos tiristores.

Solução: $V_s = 220\,V$, $C = 6\,\mu F$, $L = 50\,\mu H$, $R = 2\,\Omega$, $f_o = 7\,kHz$, $t_q = 10\,\mu s$ e $\omega_0 = 2\pi \times 7000 = 43982\,rad/s$. A partir da Eq. (11.4),

$$\omega_r = \left(\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}\right)^{1/2} = \left(\frac{10^{12}}{50 \times 6} - \frac{2^2 \times 10^{12}}{4 \times 50^2}\right)^{1/2} = 54160\ rad/s$$

A freqüência ressonante é $f_r = \omega/2\pi = 8619{,}8\,Hz$, $T_r = 1/f_r = 116\,\mu s$. A partir da Eq. (11.6), $\alpha = 2/(2 \times 50 \times 10^{-6}) = 20000$.

(a) A partir da Eq. (11.17),

$$t_{off} = \frac{\pi}{43982} - \frac{\pi}{54160} = 13{,}42\,\mu s$$

(b) A partir da Eq. (11.18), a máxima freqüência possível é

$$f_{máx} = \frac{1}{2(10 \times 10^{-6} + \pi/54160)} = 7352\,Hz$$

(c) A partir da Eq. (11.19),

$$V_c = \frac{V_s}{e^{\alpha\pi/\omega_r} - 1} = \frac{220}{e^{20\pi/54{,}16} - 1} = 100{,}4\,V$$

A partir da Eq. (11.16), $V_{c1} = 220 + 100{,}4 = 320{,}4\,V$. A tensão pico a pico do capacitor é $V_{pp} = 100{,}4 + 320{,}4 = 420{,}8\,V$.

(d) A partir da Eq. (11.17), a corrente máxima de carga, que é a mesma corrente máxima de alimentação, ocorre em

$$t_m = \frac{1}{\omega_r} \tan^{-1} \frac{\omega_r}{\alpha} = \frac{1}{54160} \tan^{-1} \frac{54,16}{20} = 22,47\,\mu\text{s}$$

e a Eq. (11.5) dá a corrente máxima de carga como

$$i_1(t = t_m) = I_p = \frac{320,4}{0,05416 \times 50} e^{-0,02 \times 22,47} \operatorname{sen}(54160 \times 22,47 \times 10^{-6}) = 70,82\text{ A}$$

(e) Os esboços para $i(t)$, $v_c(t)$ e $i_{s(t)}$ são mostrados na Figura 11.5.

(f) A corrente eficaz de carga é encontrada a partir das Eqs. (11.5) e (11.11) por um método numérico, e o resultado é

$$I_o = \left[2f_o \int_0^{T_r/2} i_0^2(t)\, dt \right]^{1/2} = 44,1\text{ A}$$

(g) A potência de saída é $P_o = 44,1^2 \times 2 = 3889$ W.

(h) A corrente média de alimentação é $I_s = 3889/220 = 17,68$ A.

(i) A corrente média no tiristor é

$$I_A = f_o \int_0^{T_r/2} i_0(t)\, dt = 17,68\text{ A}$$

A corrente máxima do tiristor $I_{\text{pico}} = I_p = 70,82$ A e a corrente eficaz do tiristor é $I_R = I_o/\sqrt{2} = 44,1/\sqrt{2} = 31,18$ A.

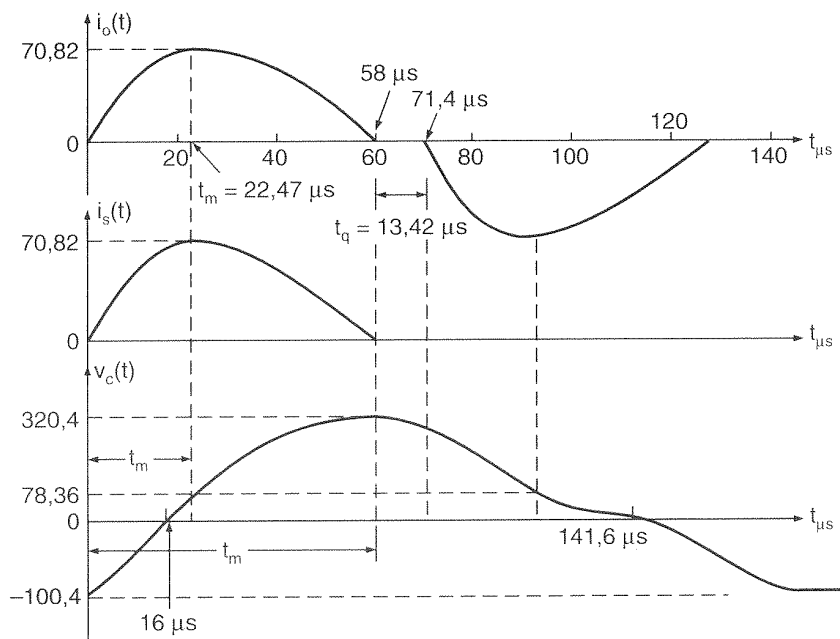



Figura 11.5

Formas de onda para o Exemplo 11.7.

Exemplo 11.2

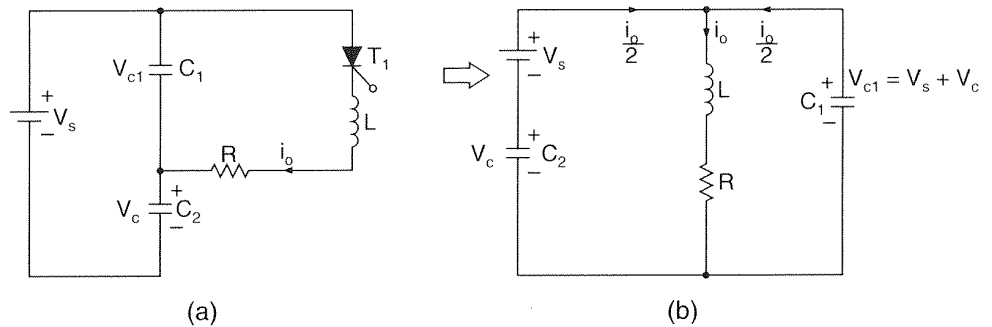
O inversor ressonante meia-ponte na Figura 11.3 é operado em uma freqüência de saída, $f_o = 7$ kHz. Se $C_1 = C_2 = C = 3\ \mu$F, $L_1 = L_2 = L = 50\ \mu$H, $R = 2\ \Omega$ e $V_s = 220$ V, determinar (a) a corrente máxima de alimentação, (b) a corrente média do tiristor I_A e (c) a corrente eficaz do tiristor I_R.

Solução: $V_s = 220$ V, $C = 3\ \mu$F, $L = 50\ \mu$H, $R = 2\ \Omega$ e $f_o = 7$ kHz. A Figura 11.6a mostra o circuito equivalente quando o tiristor T_1 está conduzindo e T_2 está bloqueado. Os capacitores C_1 e C_2 estariam inicialmente carregados com $V_{c1}(= V_s + V_c)$ e V_c, respectivamente, com as polaridades, como mostradas, sob condições de regime permanente. Como $C_1 = C_2$, a corrente de carga seria dividida igualmente por C_1 e alimentação CC, como mostrado na Figura 11.6b.

Considerando a malha formada por C_2, a fonte CC, L e a carga, a corrente instantânea de carga pode ser descrita (a partir da Figura 11.6b) por

$$L\frac{di_o}{dt} + Ri_0 + \frac{1}{2C_2}\int i_o\, dt + v_{c2}(t=0) - V_s = 0 \tag{11.19}$$

Figura 11.6

Circuitos equivalentes para o Exemplo 11.2.

com condições iniciais $i_0(t = 0) = 0$ e $v_{c2}(t = 0) = -V_c$. Para uma condição subamortecida e $C_1 = C_2 = C$, a Eq. (11.5), é aplicável:

$$i_0(t) = \frac{V_s + V_c}{\omega_r L} e^{-\alpha t} \operatorname{sen} \omega_r t \tag{11.20}$$

em que a capacitância efetiva é $C_e = C_1 + C_2 = 2C$ e

$$\omega_r = \left(\frac{1}{2LC_2} - \frac{R^2}{4L^2}\right)^{1/2} = \left(\frac{10^{12}}{2 \times 50 \times 3} - \frac{2^2 \times 10^{12}}{4 \times 50^2}\right)^{1/2} = 54160 \text{ rad/s} \tag{11.21}$$

A tensão sobre o capacitor C_2 pode ser expressa como

$$v_{c2}(t) = \frac{1}{2C_2}\int_0^6 i_0(t)\, dt - V_c \tag{11.22}$$

$$= -(V_s + V_c)\, e^{-\alpha t}(\alpha \text{ sen } \omega_r t + \omega_r \cos \omega_r t)/\omega_r + V_s$$

(a) Como a freqüência ressonante é a mesma que a do Exemplo 11.1, os resultados do Exemplo 11.1 são válidos, contanto que a capacitância equivalente seja $C_e = C_1 + C_2 = 6\ \mu F$. A partir do Exemplo 11.1, $V_c = 100{,}4$ V, $t_m = 22{,}47\ \mu s$ e $I_o = 44{,}1$ A. A partir da Eq. (11.20), a corrente máxima de carga é $I_p = 70{,}82$ A. A corrente máxima da alimentação, que é metade da corrente máxima de carga, é $I_{ps} = 70{,}82/2 = 35{,}41$ A.

(b) A corrente média do tiristor $I_A = 17{,}68$ A.

(c) A corrente eficaz do tiristor $I_R = I_o/\sqrt{2} = 31{,}18$ A.

Nota: Para a mesma potência de saída e freqüência ressonante, as capacitâncias C_1 e C_2 na Figura 11.3 deveriam ser metade que as das Figuras 11.1 e 11.2. A corrente máxima de alimentação torna-se a metade. A análise dos inversores em série em ponte completa é similar àquela do inversor em série básico na Figura 11.1a.

11.2.2 Inversores Ressonantes em Série com Chaves Bidirecionais

Para os inversores ressonantes com chaves unidirecionais, os dispositivos de potência têm de ser ligados em todos os semiciclos da tensão de saída. Isso limita a freqüência do inversor e a quantia de energia transferida da fonte para a carga. Além disso, os tiristores são submetidos à alta tensão de pico reverso.

A performance dos inversores em série pode ser significativamente melhorada pela conexão de um diodo em antiparalelo com o tiristor, como mostrado na Figura 11.7a. Quando o tiristor T_1 é disparado, um pulso ressonante de corrente circula e T_1 é autocomutado em $t = t_1$. Entretanto, a oscilação ressonante continua através do diodo D_1 até que a corrente caia novamente a zero no fim do ciclo. As formas de onda para correntes e tensão no capacitor são mostradas na Figura 11.7b.

(a) Circuito

(b) Formas de onda

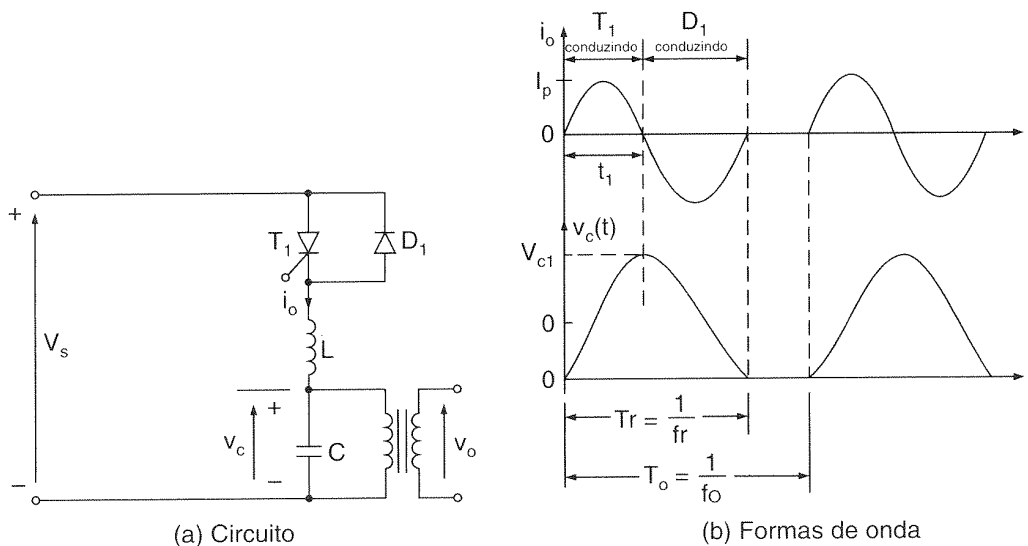



Figura 11.7

Inversor ressonante em série básico com chaves bidirecionais.

A tensão reversa do tiristor é limitada para a queda direta de tensão de um diodo, tipicamente 1 V. Se o tempo de condução do diodo é maior que o tempo de desligamento do tiristor, não existe a necessidade da zona morta, e a freqüência de saída, f_o, é a mesma que a freqüência ressonante, f_r,

$$f_0 = f_r = \frac{\omega_r}{2\pi} \tag{11.23}$$

onde f_r é a freqüência ressonante do circuito em série, em hertz. Se t_q é o tempo de desligamento de um tiristor, a freqüência máxima do inversor é dada por

$$f_{máx} = \frac{1}{2t_q} \tag{11.24}$$

e f_o deve ser menor que $f_{máx}$.

O diodo D_1 deve ser conectado o mais próximo possível do tiristor e os terminais de conexão devem ser mínimos para reduzir qualquer indutância parasita na malha formada por T_1 e D_1. Como a tensão reversa durante o tempo de recuperação do tiristor T_1 já é baixa, tipicamente 1 V, qualquer indutância no caminho do diodo reduziria a tensão reversa da rede sobre os terminais de T_1, que pode não desligar. Para superar esse problema, um *tiristor de condução reversa* (RCT) é normalmente usado. Um RCT é feito pela integração de um tiristor assimétrico e um diodo de recuperação rápida em uma única pastilha de silício, e os RCTs são ideais para inversores ressonantes em série.

O diagrama do circuito para versão meia-ponte é mostrado na Figura 11.8a e as formas de ondas para a corrente de carga e os intervalos de condução dos dispositivos de potência são mostrados na Figura 11.8b. A configuração em ponte completa é mostrada na Figura 11.9a. Os inversores podem ser operados em dois modos diferentes: sem sobreposição e com sobreposição. No modo sem sobreposição, o disparo do tiristor é atrasado, até que a última oscilação de corrente através do diodo tenha sido completada, como na Figura 11.8b. No modo com sobreposição, um tiristor é disparado, enquanto a corrente no diodo da outra parte ainda está circulando, como mostrado na Figura 11.9b. Embora a operação com sobreposição aumente a freqüência de saída, a potência de saída também é aumentada.

A freqüência máxima dos inversores ressonantes é limitada devido aos requerimentos de comutação ou desligamento dos tiristores, tipicamente de 12 a 20 μs, enquanto os transistores, que requerem somente um microssegundo ou menos, podem substituir tiristores. O inversor pode operar na freqüência ressonante. Um inversor transistorizado meia-ponte é mostrado na Figura 11.10 com uma carga conectada por transformador. O transistor Q_2 pode entrar em condução quase instantaneamente após o transistor Q_1 ser cortado.

(a) Circuito

(b) Formas de onda

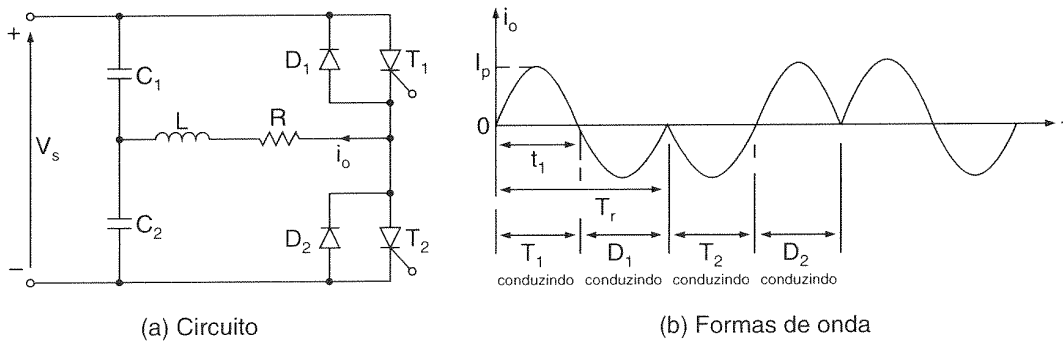



Figura 11.8

Inversores em série meia-ponte com chaves bidirecionais.

(a) Circuito

(b) Formas de onda

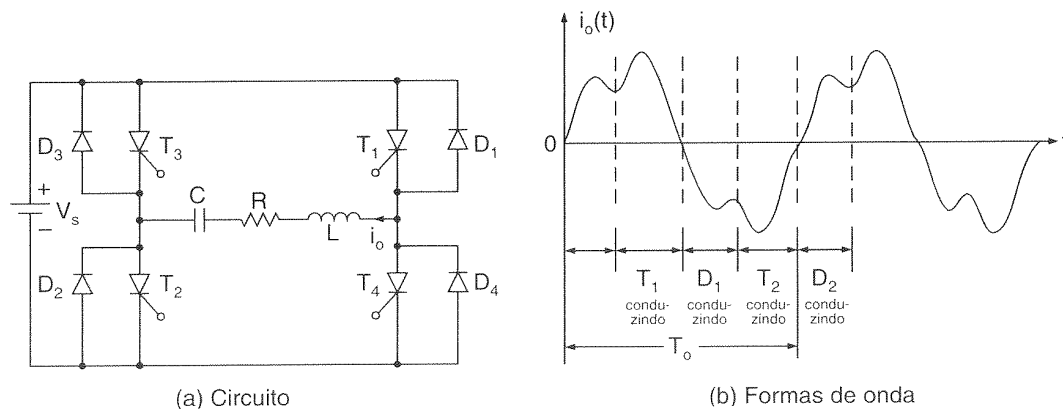



Figura 11.9

Inversores em série em ponte completa com chaves bidirecionais.

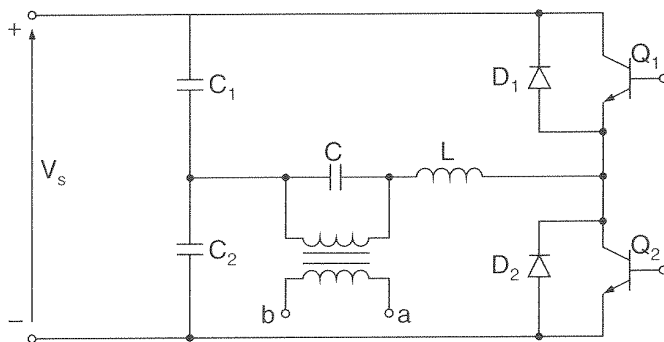



Figura 11.10

Inversor ressonante transistorizado meia-ponte.

Exemplo 11.3

O inversor ressonante da Figura 11.7a tem $C = 2\,\mu F$, $L = 20\,\mu H$, $R = 0$ e $V_s = 220\,V$. O tempo de desligamento do tiristor é $t_{off} = 12\,\mu s$. A freqüência de saída é $f_0 = 20\,kHz$. Determinar (a) a corrente máxima de alimentação, I_{ps}, (b) a corrente média dos tiristores I_A, (c) a corrente eficaz do tiristor I_R, (d) a tensão de pico a pico no capacitor V_{pp}, (e) a máxima freqüência permissível de saída $f_{máx}$ e (f) a corrente média de alimentação I_s.

Solução: Quando o tiristor T_1 é disparado, a corrente é descrita por

$$L\frac{di_0}{dt} + \frac{1}{C}\int i_0\,dt + v_c(t = 0) = V_s \tag{11.25}$$

com a condição inicial $i_0(t = 0) = 0$, $v_c(t = 0) = V_c = 0$. Resolvendo para a corrente, obtém-se

$$i_0(t) = V_s\sqrt{\frac{C}{L}}\ \text{sen}\ \omega_r t \tag{11.26}$$

e a tensão no capacitor é

$$v_c(t) = V_s(1 - \cos\omega_r t) \tag{11.27}$$

onde

$$\omega_r = 1/\sqrt{LC}$$

$$\omega_r = \frac{10^6}{\sqrt{20 \times 2}} = 158114\ \text{rad/s} \qquad \text{e} \qquad f_r = \frac{158114}{2\pi} = 25165\ \text{Hz}$$

$$T_r = \frac{1}{f_r} = \frac{1}{25165} = 39{,}74\ \mu\text{s} \qquad t_1 = \frac{T_r}{2} = \frac{39{,}74}{2} = 19{,}87\ \mu\text{s}$$

Em $\omega_r t = r$,

$$v_c(\omega_r t = \pi) = V_{c1} = 2V_s = 2 \times 220 = 440\ \text{V}$$

(a) $I_p = V_s\sqrt{C/L} = 220\sqrt{2/20} = 69{,}57$ A.

(b) $I_A = f_0\int_0^{\pi} I_p\ \text{sen}\ \theta\ d\theta = I_p f_0/(\pi f_r) = 69{,}57 \times 20000/(\pi \times 25165) = 17{,}6$ A.

(c) $I_g = I_p\sqrt{f_0 t_1/2} = 69{,}57\sqrt{20000 \times 19{,}87 \times 10^{-6}/2} = 31{,}01$ A.

(d) A tensão de pico a pico no capacitor $V_{pp} = V_{c1} - V_c = 440$ V.

(e) A partir da Eq. (11.24), $f_{máx} = 10^6/(2 \times 12) = 41{,}67$ kHz.

(f) Como não existe perda de potência no circuito, $I_s = 0$.

Exemplo 11.4

O inversor ressonante meia-ponte na Figura 11.8a é operado em uma freqüência de $f_0 = 3{,}5$ kHz. Se $C_1 = C_2 = C = 3\ \mu$F, $L_1 = L_2 = L = 50\ \mu$H, $R = 2\ \Omega$ e $V_s = 220$ V, determinar (a) a máxima corrente de alimentação I_{ps}, (b) a corrente média do tiristor I_A, (c) a corrente eficaz do tiristor I_R, (d) a corrente eficaz na carga I_o e (e) a corrente média de alimentação I_s.

Solução: $V_s = 220$ V, $C_0 = C_1 + C_2 = 6\ \mu$F, $L = 50\ \mu$H, $R = 2\ \Omega$ e $f_0 = 3500$ Hz. A análise desse inversor é similar à do inversor da Figura 11.3. Em vez de dois pulsos de corrente, existem

quatro pulsos em um ciclo completo da tensão de saída com um pulso através de cada um dos dispositivos T_1, D_1, T_2 e D_2. A Eq. (11.20) é aplicável. Durante o semiciclo positivo, a corrente flui através de T_1; e durante o semiciclo negativo, a corrente flui em D_1. Em um controle sem sobreposição, existem dois ciclos ressonantes durante o período inteiro da freqüência de saída, f_0. A partir da Eq. (11.21),

$$\omega_r = 54160 \text{ rad/s} \qquad f_r = \frac{54160}{2\pi} = 8619{,}9 \text{ Hz}$$

$$T_r = \frac{1}{8619{,}9} = 116\,\mu\text{s} \qquad t_1 = \frac{116}{2} = 58\,\mu\text{s}$$

$$T_0 = \frac{1}{3500} = 285{,}72\,\mu\text{s}$$

O período desligado da corrente de carga

$$t_d = T_0 - T_r = 285{,}72 - 116 = 169{,}72\,\mu\text{s}$$

Como t_d é maior que zero, o inversor operaria no modo sem sobreposição. A partir da Eq. (11.14), $V_c = 100{,}4$ V e $V_{c1} = 220 + 100{,}4 = 320{,}4$ V.

(a) A partir da Eq. (11.7),

$$t_m = \frac{1}{54160} \tan^{-1} \frac{54160}{20000} = 22{,}47\,\mu\text{s}$$

$$i_0(t) = \frac{V_s + V_c}{\omega_r L} e^{-\alpha t} \text{ sen } \omega_r t$$

e a corrente máxima da carga torna-se $I_p = i_0(t = t_m) = 70{,}82$ A.

(b) Um tiristor conduz a partir do tempo t_1. A corrente média do tiristor pode ser encontrada a partir de

$$I_A = f_0 \int_0^{t_1} i_0(t)\, dt = 8{,}84 \text{ A}$$

(c) A corrente eficaz do tiristor é

$$I_R = \left[f_0 \int_0^{t_1} i_0^2(t)\, dt \right]^{1/2} = 22{,}05 \text{ A}$$

(d) A corrente eficaz de carga $I_o = 2I_R = 2 \times 22{,}05 = 44{,}1$ A.

(e) $P_o = 44{,}1^2 \times 2 = 3889$ W e a corrente média de alimentação, $I_s = 3889/220 = 17{,}68$ A.

Nota: Com chaves bidirecionais, as especificações de corrente dos dispositivos são reduzidas. Para a mesma potência de saída, a corrente média do dispositivo é metade e a corrente eficaz é $1/\sqrt{2}$ daquela para um inversor com chaves unidirecionais.

Exemplo 11.5

O inversor ressonante em ponte completa da Figura 11.9a é operado em uma freqüência $f_0 = 3{,}5$ kHz. Se $C = 6\ \mu$F, $L = 50\ \mu$H, $R = 2\ \Omega$ e $V_s = 220$ V, determinar (a) a máxima corrente de alimentação I_{ps}, (b) a corrente média do tiristor I_A, (c) a corrente eficaz do tiristor I_R, (d) a corrente eficaz da carga I_o, e (e) a corrente média de alimentação I_s.

Solução: $V_s = 220$ V, $C = 6\ \mu$F, $L = 50\ \mu$H, $R = 2\ \Omega$ e $f_0 = 3500$ Hz. A partir da Eq.(11.21), $\omega_r = 54160$ rad/s e $f_r = 54160/(2\pi) = 8619{,}9$ Hz $\alpha = 20000$; $T_r = 1/8619{,}9 = 116\ \mu$s, $t_1 = 116/2 = 58\ \mu$s e $T_0 = 1/3500 = 285{,}72\ \mu$s. O período de desligamento da corrente de carga é $t_d = T_0 - T_r = 285{,}72 - 116 = 169{,}72\ \mu$s e o inversor operaria em modo sem sobreposição.

Modo 1. Esse modo começa quanto T_1 e T_2 são disparados. Uma corrente ressonante circula através de T_1, T_2, carga e fonte. A corrente instantânea é descrita por

$$L\frac{di_0}{dt} + Ri_0 + \frac{1}{C}\int i_0\,dt + v_c(t=0) = V_s$$

com as condições iniciais $i_0(t=0) = 0$, $v_{c1}(t=0) = -V_c$, e a solução para a corrente dá

$$i_0(t) = \frac{V_s + V_c}{\omega_r L}e^{-\alpha t}\operatorname{sen}\omega_r t \tag{11.28}$$

$$v_c(t) = -(V_s + V_c)e^{-\alpha t}(\alpha \operatorname{sen}\omega_r t + \omega_r \cos\omega_r t) + V_s \tag{11.29}$$

Os tiristores T_1 e T_2 são desligados em $t_1 = \pi/\omega_r$, quando $i_1(t)$ se torna zero.

$$V_{c1} = v_c(t = t_1) = (V_s + V_c)e^{-\alpha\pi/\omega_r} + V_s \tag{11.30}$$

Modo 2. Esse modo começa quando T_3 e T_4 são disparados. Uma corrente ressonante reversa circula através de T_3, T_4, carga e fonte. A corrente instantânea de carga é descrita por

$$L\frac{di_0}{dt} + Ri_0 + \frac{1}{C}\int i_0\,dt + v_c(t=0) = -V_s$$

com as condições iniciais $i_2(t=0) = 0$, e $v_c(t=0) = V_{c1}$ e a solução para a corrente dá

$$i_0(t) = -\frac{V_s + V_c}{\omega_r L} e^{-\alpha t} \operatorname{sen} \omega_r t \tag{11.31}$$

$$v_c(t) = (V_s + V_c) e^{-\alpha t} (\alpha \operatorname{sen} \omega_r t + \omega_r \cos \omega_r t)/\omega_r - V_s \tag{11.32}$$

Os tiristores T_3 e T_4 são desligados quando $i_0(t)$ se torna zero.

$$V_c = -v_c(t = t_1) = (V_s + V_c) e^{-\alpha\pi/\omega_r} + V_s \tag{11.33}$$

Resolvendo para V_c e V_{c1} a partir das Eqs. (11.20) e (11.23), dá

$$V_c = V_{c1} = V_s \frac{e^z + 1}{e^z - 1} \tag{11.34}$$

onde $z = \alpha\pi/\omega_r$. Para $z = 20000\pi/54160 = 1{,}1601$, a Eq. (11.34) dá $V_c = V_{c1} = 420{,}9$ V.

(a) A partir da Eq. (11.7),

$$t_m = \frac{1}{54160} \tan^{-1} \frac{54160}{20000} = 22{,}47\ \mu\text{s}$$

A partir da Eq. (11.28), o pico da corrente de carga $I_p = i_o(t = t_m) = 141{,}64$ A.

(b) Um tiristor conduz a partir do tempo t_1. A corrente média do tiristor pode ser encontrada a partir da Eq. (11.28):

$$I_A = f_0 \int_0^{t_1} i_0(t)\ dt = 17{,}68 \text{ A}$$

(c) A corrente eficaz do tiristor pode ser encontrada a partir da Eq. (11.28):

$$I_R = \left[f_0 \int_0^{t_1} i_0^2(t)\ dt \right]^{1/2} = 44{,}1 \text{ A}$$

(d) A corrente eficaz da carga é $I_o = 2I_R = 2 \times 44{,}1 = 88{,}2$ A.

(e) $P_o = 88{,}2^2 \times 2 = 15556$ W e a corrente média de alimentação, $I_s = 15556/220 = 70{,}71$ A.

Nota: Para os mesmos parâmetros de circuito, a potência de saída é quatro vezes, e as correntes dos dispositivos são duas vezes, aquela para um inversor meia-ponte.

11.2.3 Resposta em Freqüência para Carga em Série

Pode ser notado a partir das formas de onda das Figuras 11.8b e 11.9b que a tensão de saída pode ser variada alterando-se a freqüência de chaveamento, f_s. Nas Figuras 11.4,

11.8 e 11.9a, a resistência de carga R forma um circuito em série com os componentes ressonantes L e C. O circuito equivalente é mostrado na Figura 11.11a. A tensão de entrada é uma onda quadrada cuja componente fundamental de pico é $V_{i\,(\text{pico})} = 4V_s/\pi$ e seu valor eficaz é $V_i = 4V_s/\sqrt{2}\,\pi$. Usando a regra do divisor de tensão no domínio da freqüência, o ganho de tensão será dado por

$$G(j\omega) = \frac{V_o}{V_i}(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega L/R - j/(\omega CR)}$$

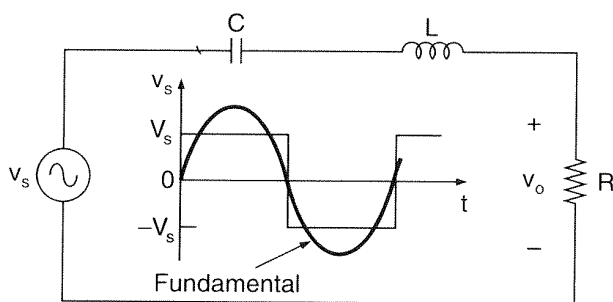
Como $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ é a freqüência ressonante e $Q_s = \omega_0 L/R$ é o fator de qualidade, substituindo L, C e R em termos de Q_s e ω_0, teremos

$$G(j\omega) = \frac{v_o}{v_i}(j\omega) = \frac{1}{1 + jQ_s(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)} = \frac{1}{1 + jQ_s(u - 1/u)}$$

onde $u = \omega_0/\omega$. A amplitude de $G(j\omega)$ pode ser encontrada a partir de

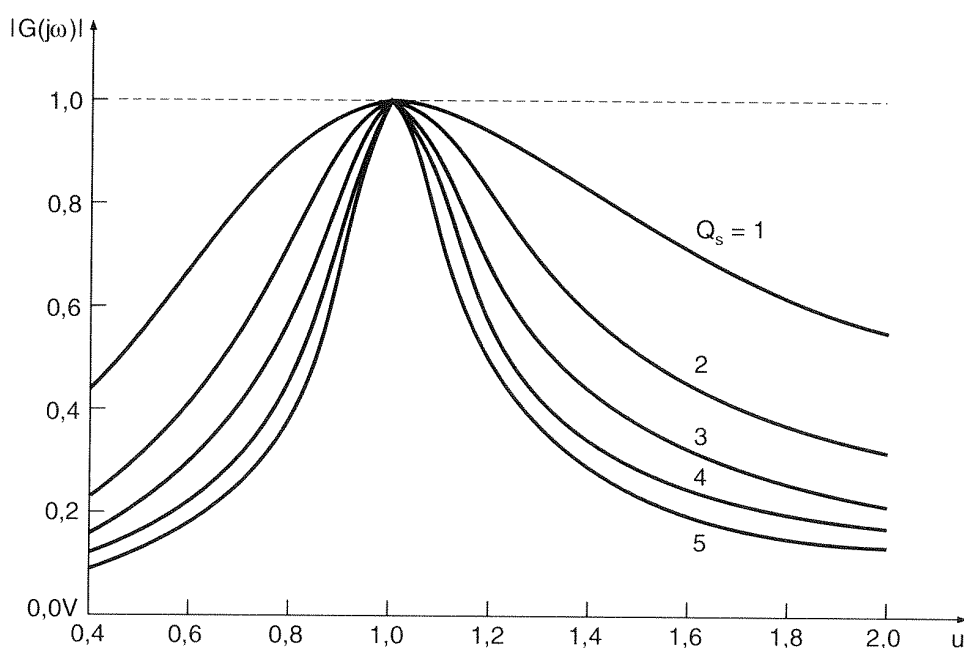
$$|G(j\omega)| = \frac{1}{[1 + Q_s^2(u - 1/u)^2]^{1/2}} \tag{11.35}$$

A Figura 11.11b mostra a amplitude plotada para a Eq. (11.35) para $Q_s = 1$ até 5. Para uma tensão contínua de saída, a freqüência de chaveamento deveria ser maior que a freqüência ressonante, f_0. Se o inversor opera próximo da ressonância, e ocorre um curto-circuito na carga, a corrente crescerá para um alto valor, especialmente em uma alta corrente de carga. Entretanto, a corrente de saída pode ser controlada pelo aumento da freqüência de chaveamento. A corrente através dos dispositivos de chaveamento decresce quando a corrente de carga decresce, tendo, assim, menores perdas por condução e uma alta eficiência a uma carga parcial. Os inversores em série são mais apropriados para aplicações de alta tensão e baixa corrente. A saída máxima ocorre na ressonância, e ganho máximo para $u = 1$ é $|G(j\omega)|_{\text{máx}} = 1$.

Sob condições sem carga, $R = \infty$ e $Q_s = 0$. Assim, a curva seria simplesmente uma linha horizontal, ou seja, para $Q_s = 1$ a curva característica tem uma baixa "seletividade" e a tensão de saída mudará significativamente da condição sem carga para a de plena carga, produzindo assim baixa regulação. O inversor ressonante normalmente é usado em aplicações que requeiram apenas uma tensão de saída fixa. Entretanto, algumas regulações sem carga podem ser obtidas pelo controle da razão do tempo em freqüências menores que a freqüência ressonante (por exemplo, na Figura 11.8b). Esse tipo de controle tem duas desvantagens: (1) ele limita quão longe a freqüência de operação pode ser variada acima e abaixo da freqüência ressonante e (2) devido a um baixo fator Q, ele requer uma grande mudança na freqüência para perceber uma ampla faixa do controle da tensão de saída.

(a) Circuito com carga em série

(b) Resposta em freqüência

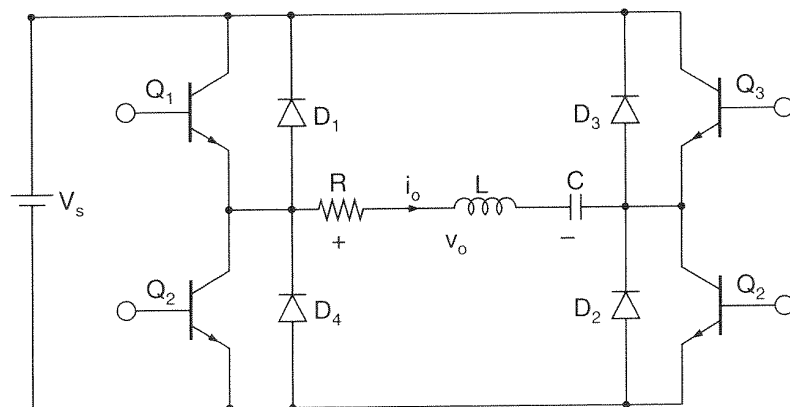
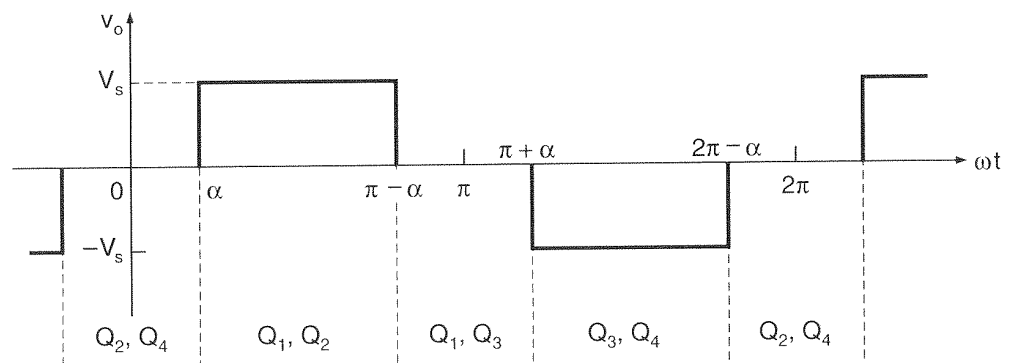
Figura 11.11

Resposta em freqüência para cargas em série.

Uma topologia de ponte, como mostrado na Figura 11.12, pode ser aplicada para alcançar o controle da tensão de saída. A freqüência de chaveamento f_s é mantida constante na freqüência ressonante f_0. Com o chaveamento simultâneo de dois dispositivos uma *onda quase-quadrada,* como mostrado na Figura 11.12b, pode ser obtida. A tensão eficaz fundamental de entrada é dada por

$$V_i = \frac{4V_s}{\sqrt{2}\,\pi} \cos\alpha \tag{11.36}$$

onde α é o ângulo de controle. Pela variação de α de 0 até π/2 em uma freqüência constante, a tensão V_1 pode ser controlada de $4V_s/(\pi\sqrt{2})$ até 0.

Figura 11.12

Controle de tensão quase-quadrada para inversor ressonante em série.

(a) Circuito

(b) Tensão de saída

Exemplo 11.6

Um inversor ressonante em série com carga em série entrega uma potência na carga de $P_L = 1\,\text{kW}$ na ressonância. A resistência de carga é $R = 10\,\Omega$. A freqüência ressonante é $f_0 = 20\,\text{kHz}$. Determinar (a) a tensão CC de entrada V_s, (b) o fator de qualidade Q_s se for necessário reduzir a potência na carga para 250 W por controle de freqüência tal que $u = 0{,}8$, (c) o indutor L e (d) o capacitor C.

Solução: (a) Como na ressonância $u = 1$ e $|G(j\omega)|_{\text{máx}}$, a tensão máxima fundamental na carga é $V_p = V_{i\,(\text{pico})} = 4V_s/\pi$.

$$P_L = \frac{V_p^2}{2R} = \frac{4^2\,V_s^2}{2R\pi} \qquad ou \qquad 1000 = \frac{4^2\,V_s^2}{2\pi \times 10}$$

que dá $V_s = 110\,\text{V}$.

(b) Para reduzir a potência na carga por (1000/250 =) 4, o ganho de tensão tem de ser reduzido por 2 em $u = 0{,}8$. Ou seja, a partir da Eq. (11.35), temos $1 + Q_s^2\,(u - 1/u)^2 = 2^2$, que dá $Q_s = 3{,}85$.

(c) Q_s é definido por

$$Q_s = \frac{\omega_0 L}{R} \quad \text{ou} \quad 3{,}85 = \frac{2\pi \times 20\,\text{kHz} \times L}{10}, \quad \text{o que dá } L = 306{,}37\,\mu\text{H}$$

(d) $f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC}$ ou $20\,\text{kHz} = 1/[2\pi\sqrt{(306{,}37\,\mu\text{H} \times C)}]$, que dá $C = 0{,}2067\,\mu\text{F}$.

11.2.4 Resposta em Freqüência para Carga Paralela

Com a carga conectada diretamente em paralelo com o capacitor C (ou através de um transformador), como mostrado na Figura 11.7, o circuito equivalente é mostrado na Figura 11.13a. Usando a regra do divisor de tensão no domínio da freqüência, o ganho de tensão é dado por

$$G(j\omega) = \frac{V_o}{V_i}(j\omega) = \frac{1}{1 - \omega^2 LC + j\omega L/R}$$

Como $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ é a freqüência ressonante e $Q = 1/Q_s = R/\omega_o L$ é o fator de qualidade, substituindo L, C e R, em termos de Q e ω_o, teremos

$$G(j\omega) = \frac{V_o}{V_i}(j\omega) = \frac{1}{[1 - (\omega/\omega_o)^2] + j(\omega/\omega_o)/Q} = \frac{1}{(1 - u^2) + ju/Q}$$

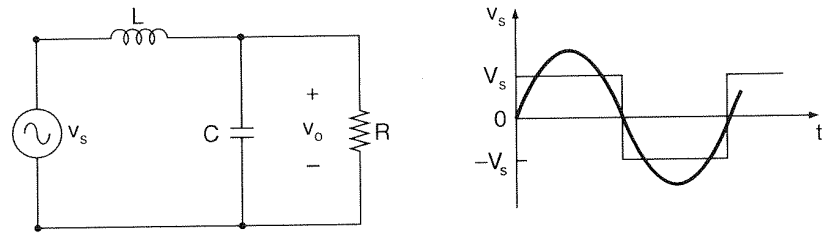
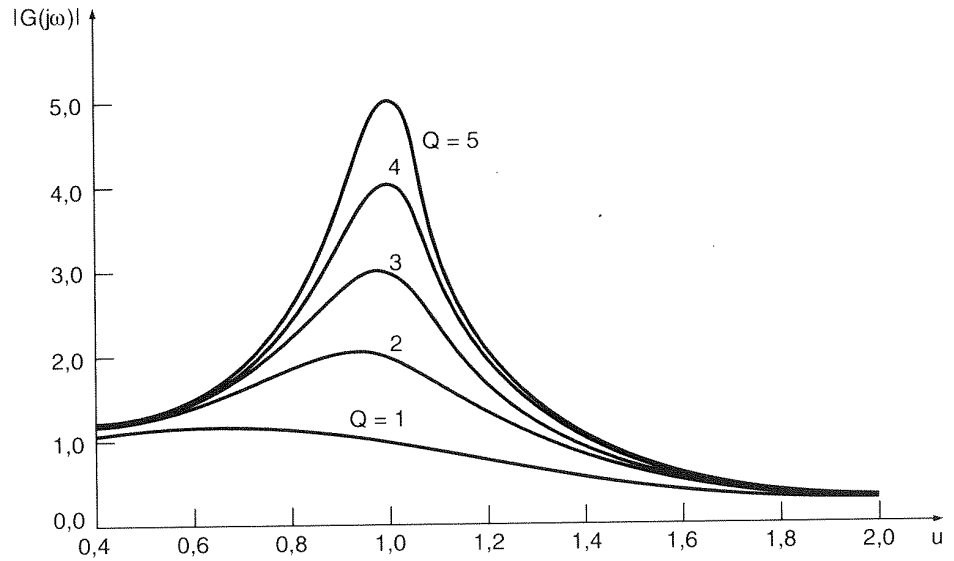
onde $u = \omega_o/\omega$. A amplitude de $G(j\omega)$ pode ser encontrada a partir de

$$|G(j\omega)| = \frac{1}{[(1 - u^2)^2 + (u/Q)^2]^{1/2}} \tag{11.37}$$

A Figura 11.13b mostra a plotagem da amplitude do ganho de tensão na Eq. (11.37) para $Q = 1$ até 5. O ganho máximo ocorre próximo da ressonância para $Q > 2$, e seu valor para $u = 1$ é

$$|G(j\omega)|_{\text{máx}} = Q \tag{11.38}$$

Sem carga $R = \infty$ e $Q = \infty$. Assim, a tensão de saída na ressonância é uma função da carga e pode ser muito alta sem carga, se a freqüência de operação não for aumentada. Mas a tensão de saída é controlada normalmente sem carga pela variação da freqüência acima da ressonância. A corrente conduzida pelo dispositivo de chaveamento é independente da carga, mas aumenta com a tensão CC de entrada. Assim, a perda por condução continua relativamente constante, resultando em baixa eficiência em uma carga leve.

Figura 11.13

Resposta em freqüência para carga paralela.

Se o capacitor C é curto-circuitado devido a uma falta na carga, a corrente é limitada pelo indutor L. Esse tipo de inversor é, naturalmente, à prova de curto-circuito e desejável para aplicações com severos requerimentos de curto-circuito. Esse inversor é usado principalmente em aplicações de baixa tensão e alta corrente, onde a faixa de tensão de entrada é relativamente estreita, tipicamente até ± 15%.

Exemplo 11.7

Um inversor ressonante em série com carga paralela entrega uma potência à carga de $P_L = 1$ kW em uma tensão de carga senoidal máxima de $V_p = 330$ V e na ressonância. A resistência de carga é $R = 10\ \Omega$. A freqüência ressonante é $f_0 = 20$ kHz. Determinar (a) a tensão CC de entrada V_s, (b) a razão da freqüência u, se for necessário reduzir a potência na carga para 250 W por controle de freqüência, (c) o indutor L e (d) o capacitor C.

Solução: (a) A componente fundamental máxima de uma tensão quadrada é $V_p = 4V_s/\pi$.

$$P_L = \frac{V_p^2}{2R} = \frac{4^2V_s^2}{2\pi R} \qquad \text{ou} \qquad 1000 = \frac{4^2V_s^2}{2\pi \times 10}$$

que dá $V_s = 110$ V, $V_{i\,(\text{pico})} = 4V_s/\pi = 4 \times 110/\pi = 140{,}06$ V.

(b) A partir da Eq. (11.38) o fator de qualidade é $Q = V_p/V_{i\,(\text{pico})} = 330/140{,}6 = 2{,}356$. Para reduzir a potência na carga por (1000/250 =) 4, o ganho de tensão tem de ser reduzido por 2. Isto é, a partir da Eq. (11.37) teremos

$$(1 - u^2)^2 + (u/2{,}356)^2 = 2^2$$

que dá $u = 1{,}693$.

(c) Q é definido por

$$Q = \frac{R}{\omega_0 L} \qquad \text{ou} \qquad 2{,}356 = \frac{R}{2\pi \times 20\,\text{kHz}\,L}$$

que resulta $L = 33{,}78\,\mu\text{H}$.

(d) $f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC}$ ou $20\,\text{kHZ} = 1/2\pi\sqrt{(33{,}78\,\mu\text{H} \times C)}$, que dá $C = 1{,}875\,\mu\text{F}$.

11.2.5 Resposta em Freqüência para Carga em Série-Paralelo

Na Figura 11.10 o capacitor $C_1 = C_2 = C_s$ forma um circuito em série e o capacitor C está em paralelo com a carga. Esse circuito é um compromisso entre as características de uma carga em série e uma carga paralela. O circuito equivalente é mostrado na Figura 11.14a. Usando a regra do divisor de tensão no domínio da freqüência, o ganho de tensão é dado por

$$G(j\omega) = \frac{V_o}{V_i}(j\omega) = \frac{1}{1 + C_p/C_s - \omega^2 LC_p + j\omega L/R - j/(\omega CR)}$$

Como $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ é a freqüência ressonante e $Q_s = \omega_0 L/R$ é o fator de qualidade, substituindo L, C e R em termos de Q_s e ω_0, teremos

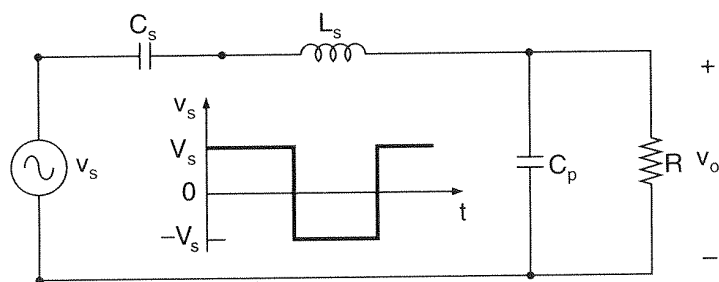
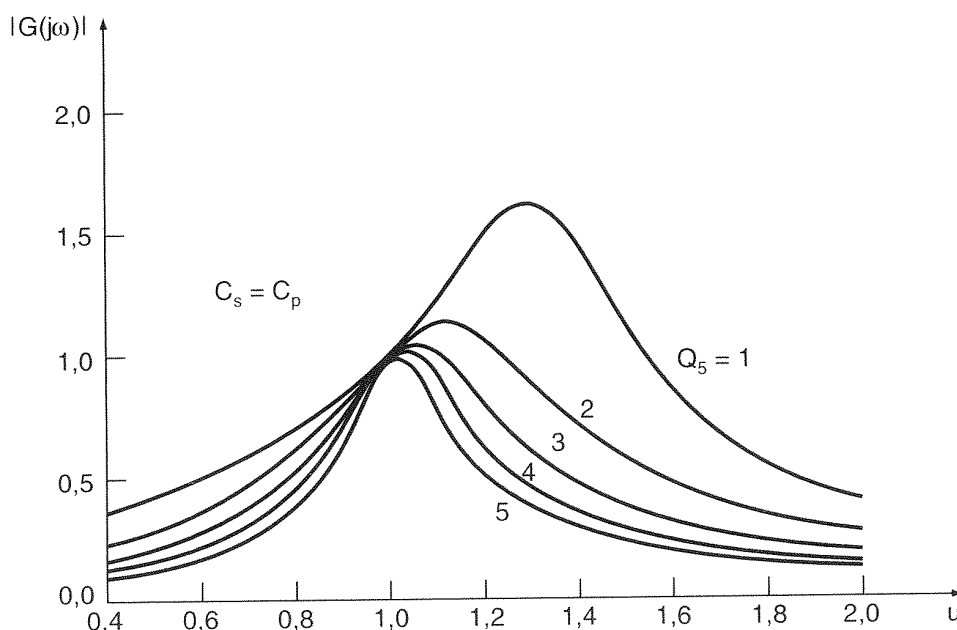
$$G(j\omega) = \frac{V_o}{V_i}(j\omega) = \frac{1}{[1 + C_p/C_s - \omega^2 LC_p + jQ_s(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)}$$

$$= \frac{1}{1 + (C_p/C_s)(1 - u^2) + jQ_s(u - 1/u)}$$

onde $u = \omega_0\omega$. A amplitude de $G(j\omega)$ pode ser encontrada a partir de

$$|G(j\omega)| = \frac{1}{\{[1 + (C_p/C_s)(1 - u^2)]^2 + Q_s^2(u - 1/u)^2\}^{1/2}} \tag{11.39}$$

Figura 11.14

Resposta em freqüência para carga em série-paralelo.

(a) Carga em série-paralelo

(b) Resposta em freqüência

A Figura 11.14b mostra a plotagem da amplitude do ganho de tensão na Eq. (11.39) para $Q_s = 1$ até 5 e $C_p/C_s = 1$. Esse inversor combina as melhores características da carga em série e da paralela, enquanto elimina os pontos fracos, tais como falta de regulação para carga em série e corrente de carga independente para carga paralela.

Quando C_p diminui, o inversor exibe as características de carga em série. Com um valor razoável de C_p, o inversor exibe algumas das características de carga paralela e pode operar sem carga. Quando C_p torna-se menor, a freqüência superior, necessária para uma tensão de saída específica, aumenta. A escolha $C_p = C_s$ é geralmente um bom compromisso entre a eficiência em carga parcial e a regulação sem carga com uma freqüência superior razoável. Para fazer a corrente diminuir com a carga a fim de manter uma alta eficiência em carga parcial, o Q de plena carga é escolhido entre 4 e 5. Um inversor com carga em série-paralelo pode ultrapassar uma tensão de entrada e a de carga, da condução a vazio até à plena carga, enquanto mantém excelente eficiência.

11.3 INVERSORES RESSONANTES PARALELOS

Um inversor ressonante paralelo é o dual de um inversor ressonante em série. Ele é alimentado a partir de uma fonte de corrente tal que o circuito oferece uma alta impedância para o chaveamento de corrente. Um circuito ressonante paralelo é mostrado na Figura 11.15. Como a corrente é continuamente controlada, esse inversor dá uma melhor proteção de curto-circuito sob condições de falta. Somando as correntes através de R, L e C, obtém-se

$$C\,\frac{dv}{dt} + \frac{v}{R} + \frac{1}{L}\int v\,dt = I_s$$

com condição inicial $v(t = 0) = 0$ e $i_L(t = 0) \approx 0$. Essa equação é similar à Eq. (11.2), se i substitui v, R por $1/R$, L por C, C por L e V_s por I_s. Usando a Eq. (11.5), a tensão v é dada por

$$v = \frac{I_s}{\omega_r C}\, e^{-\alpha t} \operatorname{sen} \omega_r t \tag{11.40}$$

onde $\alpha = 1/2RC$. A freqüência ressonante amortecida ω_r é dada por

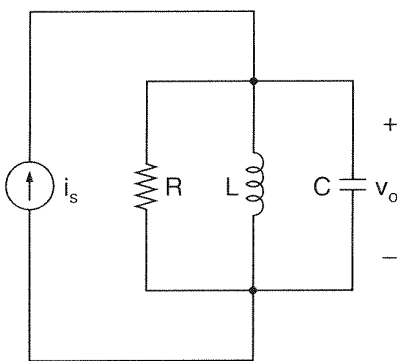
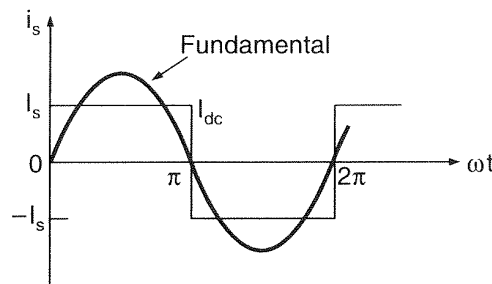
$$\omega_r = \left(\frac{1}{LC} - \frac{1}{4R^2C^2}\right)^{1/2} \tag{11.41}$$

(a) Circuito paralelo

(b) Tensão de entrada

Figura 11.15

Circuito ressonante paralelo.

Usando a Eq.(11.7), a tensão v na Eq. (11.40) torna-se máxima em t_m dado por

$$t_m = \frac{1}{\omega_r} \tan^{-1} \frac{\omega_r}{\alpha} \tag{11.42}$$

que pode ser aproximado para π/ω_r. A impedância de entrada é dada por

$$Z(j\omega) = \frac{V_o}{I_i}(j\omega) = R\,\frac{1}{1 + jR/\omega L + j\omega CR}$$

onde I_i é a corrente eficaz CA de entrada e $I_i = 4\,I/\sqrt{2}\,\pi$. O fator de qualidade Q_p é

$$Q = \omega_0 CR = \frac{R}{\omega_0 L} = R\sqrt{\frac{C}{L}} = 2\delta \tag{11.43}$$

onde δ é o fator de amortecimento e $\delta = \alpha/\omega_0 = (R/2)\sqrt{C/L}$. Substituindo L, C e R em termos de Q_p e ω_0, teremos

$$Z(j\omega) = \frac{V_o}{I_i}(j\omega) = \frac{1}{1 + jQ_p(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)} = \frac{1}{1 + jQ_p(u - 1/u)}$$

onde $u = \omega_0/\omega$. A amplitude de $Z(j\omega)$ pode ser encontrada a partir de

$$|Z(j\omega)| = \frac{1}{[1 + Q_p^2(u - 1/u)^2]^{1/2}} \tag{11.44}$$

que é o mesmo que a Eq. (11.35). A plotagem da amplitude é mostrada na Figura 11.11b. Um inversor ressonante paralelo é mostrado na Figura 11.16a. O indutor L_e atua como uma fonte de corrente e o capacitor C é o elemento ressonante. L_m é a indutância mútua do transformador e atua como o indutor ressonante. Uma corrente constante é chaveada alternativamente no circuito ressonante pelos transistores Q_1 e Q_2. Os sinais de comando são mostrados na Figura 11.16b. Referindo a resistência de carga R_L no lado primário e desprezando as indutâncias de dispersão do transformador, o circuito equivalente é mostrado na Figura 11.16c. Um inversor ressonante prático que alimenta uma lâmpada fluorescente é mostrado na Figura 11.17.

A topologia de ponte na Figura 11.18a pode controlar a tensão de saída. A freqüência de chaveamento f_s é mantida constante na freqüência ressonante f_o. Com o chaveamento de dois dispositivos simultaneamente, uma *onda quase-quadrada*, como mostrado na Figura 11.18b, pode ser obtida. A corrente fundamental eficaz de entrada é dada por

$$I_i = \frac{4I_s}{\sqrt{2}\,\pi}\cos\alpha \tag{11.45}$$

Pela variação de α de 0 até $\pi/2$ em uma freqüência constante, a corrente I_i pode ser controlada de $4Is/(\sqrt{2}\,\pi)$ a zero.

Esse conceito pode ser estendido para aplicações HVDC nas quais a tensão CA é convertida em tensão CC e então convertida de volta em CA. A transmissão é normalmente feita em uma corrente CC constante $I_{\text{médio}}$. Uma versão monofásica é mostrada na Figura 11.18c. O estágio de saída poderia ser um inversor do tipo fonte de corrente ou um retificador controlado tiristorizado.

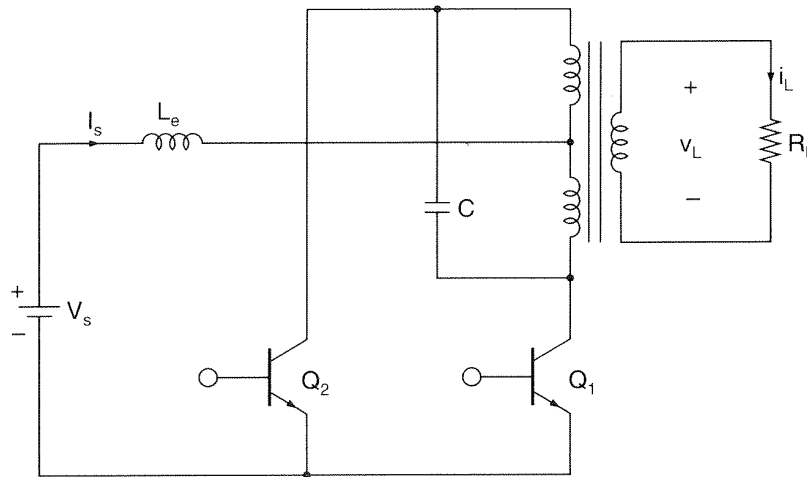
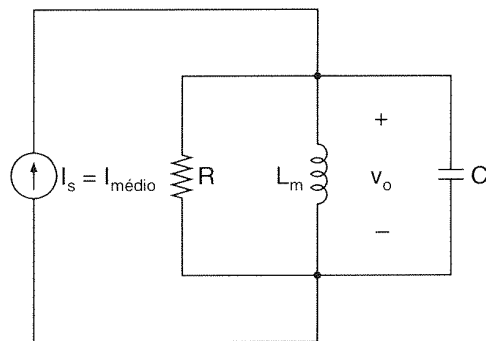
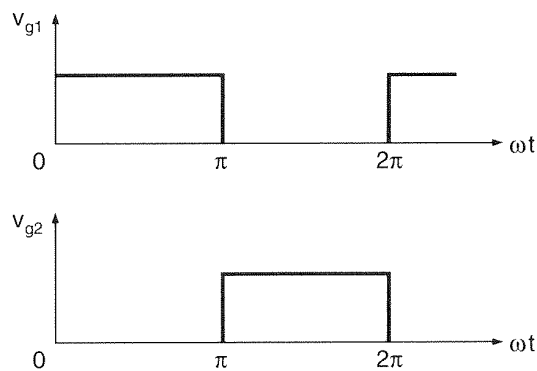
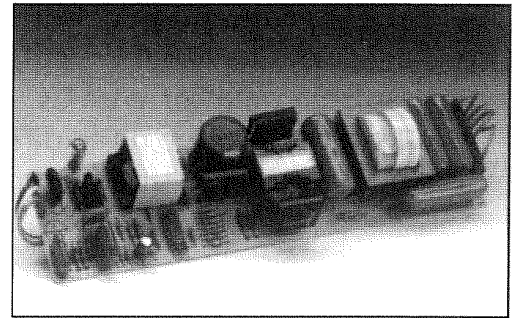
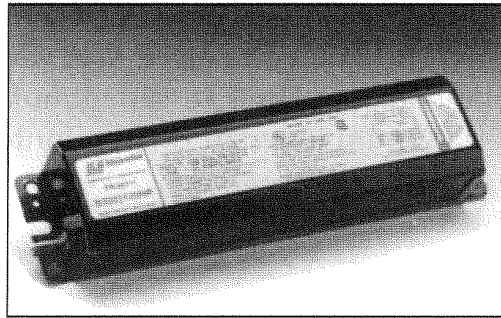



Figura 11.16

Inversor ressonante paralelo.

Figura 11.17

Inversor ressonante prático.

Exemplo 11.8

O inversor ressonante paralelo da Figura 11.16a entrega uma potência de carga de $P_L = 1\,\text{kW}$ a uma tensão de carga senoidal máxima $V_P = 170\,\text{V}$ e na ressonância. A resistência de carga é $R = 10\,\Omega$. A freqüência ressonante é $f_0 = 20\,\text{kHz}$. Determinar (a) a corrente CC de entrada I_s, (b) o fator de qualidade Q_p se for necessário reduzir a potência na carga para 250W pelo controle de freqüência tal que $u = 1{,}25$, (c) o indutor L e o (d) capacitor C.

Solução: (a) Como na ressonância $u = 1$ e $|Z(j\omega)|_{\text{máx}} = 1$, a corrente fundamental máxima na carga é $I_p = 4I_s/\pi$.

$$P_L = \frac{I_p^2 R}{2} = \frac{4^2 I_s^2 R}{2\pi^2} \qquad \text{ou} \qquad 1000 = \frac{4^2 I_s^2 10}{2\pi^2}$$

que dá $I_s = 11{,}1\,\text{A}$.

(b) Para reduzir a potência na carga por (1000/250 =) 4, a impedância tem de ser reduzida por 2 em $u = 1{,}25$. Isto é, a partir da Eq. (11.44), teremos $1 + Q_p^2(u - 1/u)^2 = 2^2$, que dá $Q_s = 3{,}85$.

(c) Q_p é definido por $Q_p = \omega_0 CR$ ou $3{,}85 = 2\pi \times 20\,\text{kHz} \times C \times 10$, que dá $C = 3{,}06\,\mu\text{F}$.

(d) $f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC}$ ou $20\,\text{kHz} = 1/[2\pi\sqrt{(3{,}06\,\mu\text{H} \times L)}]$, que dá $L = 20{,}67\,\mu\text{F}$.

11.4 INVERSOR RESSONANTE CLASSE E

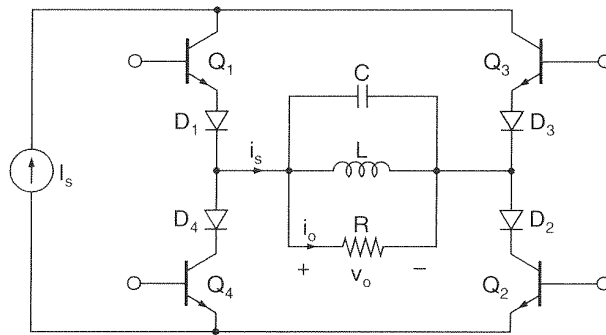
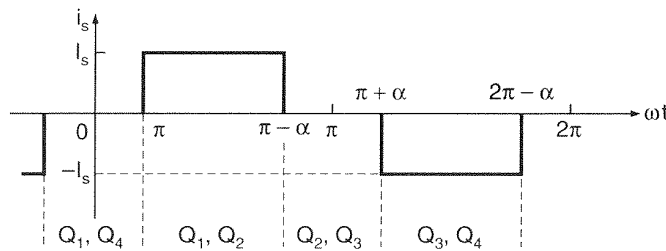
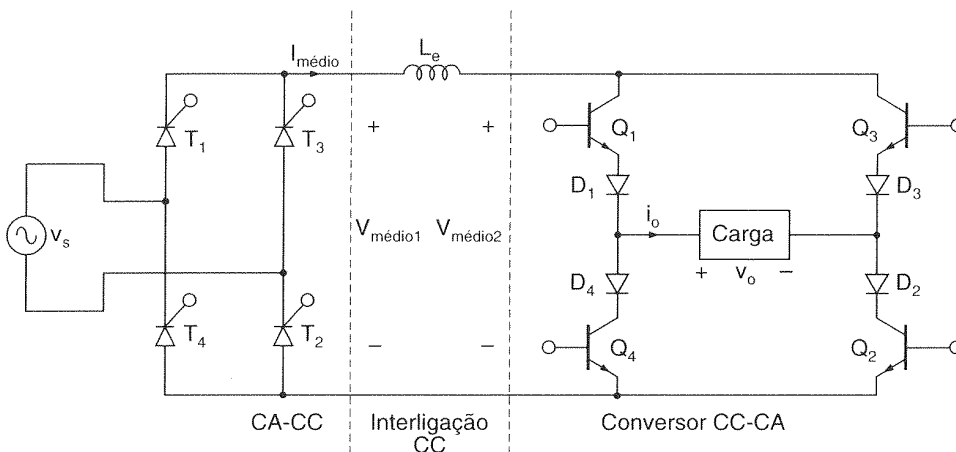
Um inversor ressonante classe E usa apenas um transistor e tem baixas perdas por chaveamento, produzindo uma alta eficiência de mais de 95%. O circuito é mostrado na Figura 11.19a. Ele é normalmente usado para aplicações de baixa potência, requerendo menos que 100 W, particularmente em reatores eletrônicos de alta freqüência para lâmpadas. O dispositivo de chaveamento tem de suportar uma alta tensão. Esse inversor é normalmente usado para tensões de saída fixas. Entretanto, a tensão de saída pode ser alterada variando-se a freqüência de chaveamento. A operação do circuito pode ser dividida em dois modos: modo 1 e modo 2.

(a) Circuito

(b) Corrente de saída

(c) Conversor CA-CA com interligação CC

Figura 11.18

Controle de corrente quase-quadrada para inversor ressonante paralelo.

Modo 1. Durante esse modo, o transistor Q_1 está conduzindo. O circuito equivalente é mostrado na Figura 11.19b. A corrente da chave i_T consiste da corrente da fonte i_S e da corrente de carga i_O. A fim de obter uma corrente de saída quase-senoidal, os valores de L e C são escolhidos para ter um alto fator de qualidade, $Q \geq 7$ e baixa razão de amortecimento, usualmente 0,072. A chave é desligada em tensão zero. Quando a chave é desligada, sua corrente é imediatamente desviada através do capacitor C_e.

Modo 2. Durante esse modo, o transistor Q_1 está em corte. O circuito equivalente é mostrado na Figura 11.19b. A corrente do capacitor i_e torna-se a soma de i_S e i_O. A tensão da chave aumenta de zero a um valor máximo e cai a zero novamente. Quando a

tensão da chave cai a zero, $i_e = C_e\, dv_T/dt$ normalmente será negativa. Assim, a tensão da chave tenderia a ser negativa. Para limitar essa tensão negativa, um diodo é conectado em antiparalelo, como mostrado na Figura 11.19a pelas linhas pontilhadas. Se a chave é um MOSFET, sua tensão negativa é limitada por seu diodo interno a uma queda de diodo.

Modo 3. Esse modo existirá somente se a tensão da chave cair a zero com inclinação negativa finita. O circuito equivalente é similar àquele para o modo 1, exceto as condições iniciais. A corrente de carga cai a zero no fim do modo 3. Entretanto, se os parâmetros do circuito fossem tais que a tensão da chave caísse a zero com uma inclinação zero, não haveria necessidade do diodo e esse modo não existiria. Isto é, $v_T = 0$ e $dv_T/dt = 0$. Os parâmetros ótimos que usualmente satisfazem a essas condições e dão a máxima eficiência são fornecidas por:

$$L_e = 0{,}4001R/\omega_s$$

$$C_e = \frac{2{,}165}{R\omega_s}$$

$$\omega_s L = \frac{1}{\omega_s C} = 0{,}3533R$$

onde ω_s é a freqüência de chaveamento. O ciclo de trabalho é $k = t_{on}/T_s = 30{,}4\%$. As formas de onda da corrente de saída, corrente na chave e tensão na chave são mostradas na Figura 11.19c.

Exemplo 11.9

O inversor classe E da Figura 11.19a opera em ressonância e tem $V_s = 12$ V e $R = 10\ \Omega$. A freqüência de chaveamento é $f_s = 25$ kHz. (a) Determinar os valores ótimos de L, C, C_e e L_e. (b) Use o PSpice para plotar a tensão de saída v_o e a tensão na chave v_T para $k = 0{,}304$. Supor $Q = 7$.

Solução: $V_s = 12$ V, $R = 10\ \Omega$ e $\omega_s = 2\pi f_s = 2\pi \times 25$ kHz $= 157{,}1$ krad/s.

$$\text{(a)}\ L_e = \frac{0{,}4001R}{\omega_s} = 0{,}4001 \times \frac{10}{157{,}1\ \text{krad/s}} = 25{,}47\ \mu\text{H}$$

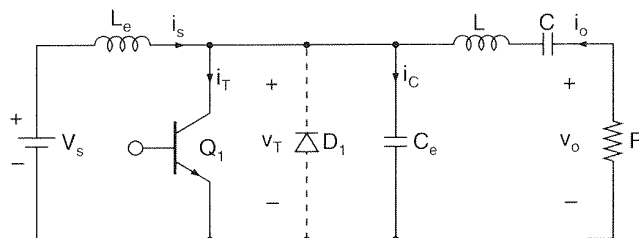
$$C_e = \frac{2{,}165}{R\omega_s} = \frac{2{,}165}{10 \times 157{,}1\ \text{krad/s}} = 1{,}38\ \mu\text{F}$$

$$L = \frac{QR}{\omega_s} = \frac{7 \times 10}{157{,}1\ \text{krad/s}} = 445{,}63\ \mu\text{H}$$

$\omega_s L - 1/\omega_s C = 0{,}3533R$ ou $7 \times 10 - 1/\omega_s C = 0{,}3533 \times 10$, o que dá $C = 0{,}0958\,\mu\text{F}$. O fator de amortecimento é

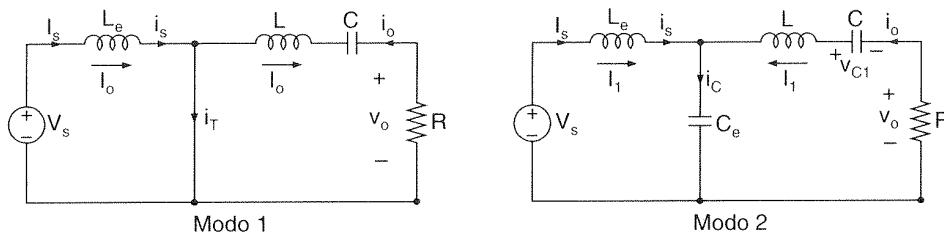
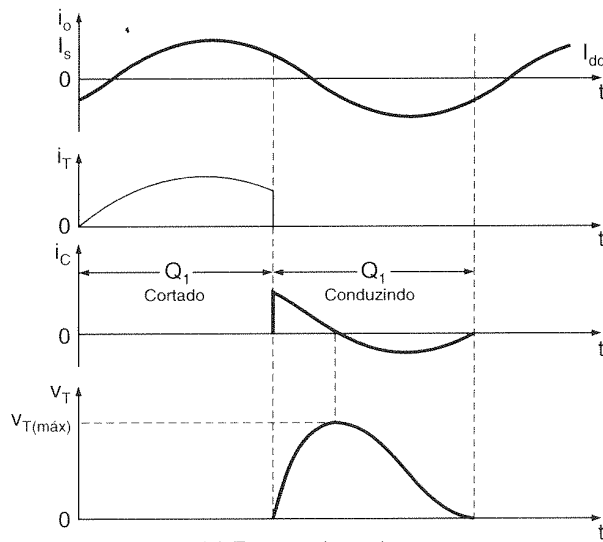
$$\delta = (R/2)\sqrt{C/L} = (10/2)\sqrt{0{,}0958/445{,}63} = 0{,}0733$$

que é muito pequeno, e a corrente de saída deveria ser essencialmente senoidal. A freqüência ressonante é

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(445{,}63\,\mu\text{H} \times 0{,}0958\,\mu\text{F})}} = 24{,}36\,\text{kHz}$$

(a) Circuito

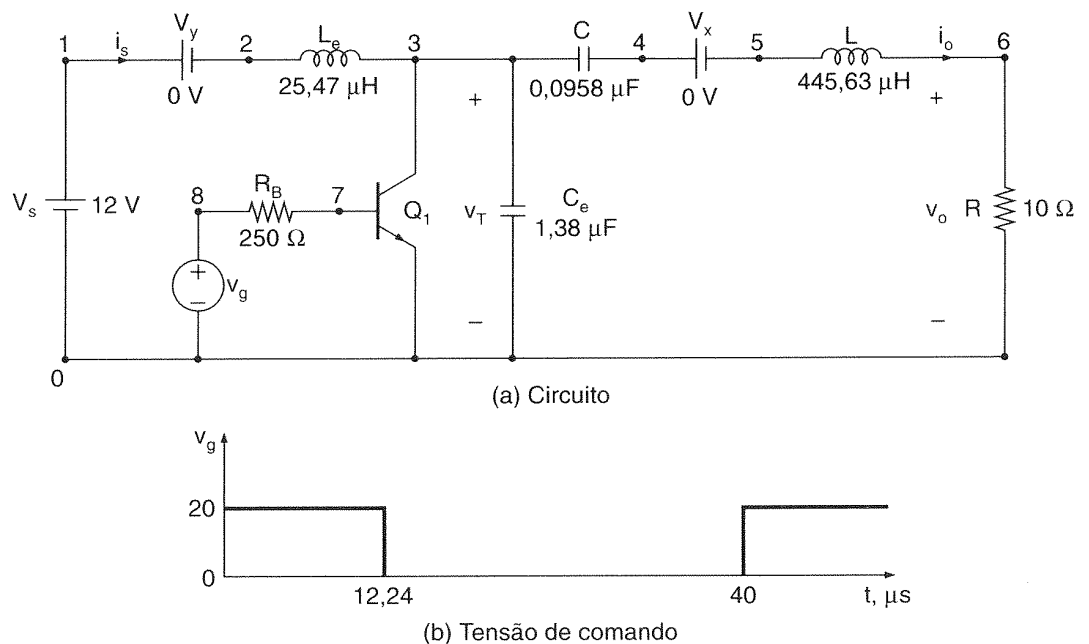
(c) Formas de onda

Figura 11.19

Inversor ressonante classe E.

(b) $T_s = 1/f_s = 1/25$ kHz = 40 µs e $t_{on} = kT_s = 0{,}304 \times 40 = 12{,}24$ µs. O circuito para simulação PSpice é mostrado na Figura 11.20a e a tensão de controle na Figura 11.20b. A listagem do arquivo do circuito é como se segue:

```
Example 11-9   Class-E Resonant Inverter
VS      1   0   DC     12V
VY      1   2   DC     0V          ; Voltage source to measure input current
VG      8   0   PULSE (0V          20V  0NS  1NS  12. 24US  40US)
RB      8   7   250                 ; Transistor base-drive resistance
R       6   0   10
LE      2   3   25. 47UH
CE      3   0   1. 38UF
C       3   4   0. 0958UF
L       5   6   445. 63UH
VX      4   5   DC    0V            ; Voltage source to measure current of L2
Q1      3   7   0     MODQ1                         ; BJT switch
.MODEL   MODQ1   NPN  (IS=6. 734F  BF=416. 4  ISE=6. 734F  BR=.7371
+       CJE=3. 638P  MJC=.3085  VJC=.75  CJE=4. 493P  MJE=.2593  VJE=.75
+       TR=239. 5N  TF=301. 2P)           ; Transistor model parameters
.TRAN  2US  300US 180US  1US  UIC           ; Transient analysis
.PROBE                                      ; Graphics postprocessor
.OPTIONS ABSTOL = 1. 00N RELTOL = 0. 01 VNTOL = 0.1 ITL5=20000 ; convergence
.END
```

Figura 11.20

Inversor ressonante classe E para simulação PSpice.

As plotagens do PSpice são mostradas na Figura 11.21, onde V(3) = tensão na chave e V(6) = tensão de saída. Usando o cursor do PSpice na Figura 11.20, obtém-se $V_{o(pp)} = 29{,}18$ V e $V_{T\,(pico)} = 31{,}481$ V.

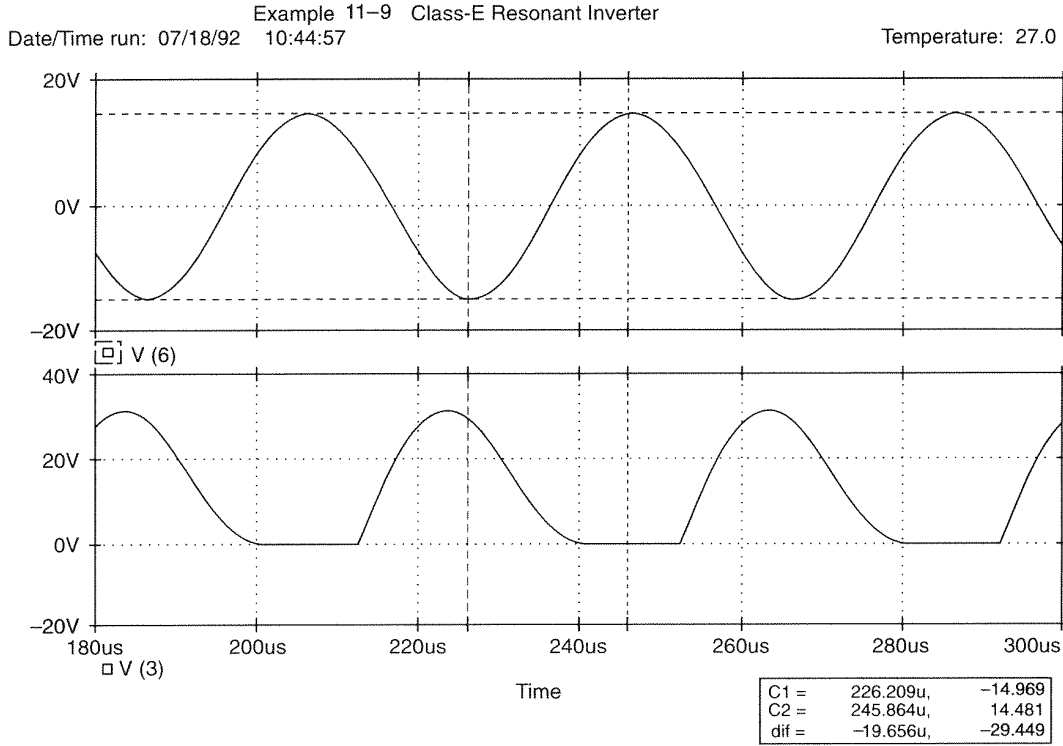



Figura 11.21

Plotagens PSpice para o Exemplo 11.9.

11.5 RETIFICADOR RESSONANTE CLASSE E

Como os conversores CC-CC geralmente consistem de um inversor ressonante CC-CA e de um retificador, um retificador a diodos de alta freqüência sofre desvantagens tais como perdas por condução e chaveamento, oscilações parasitas e alto conteúdo harmônico da corrente de entrada. Um retificador ressonante classe E, como mostrado na Figura 11.22a, supera essas limitações. Ele usa o princípio de chaveamento em tensão zero do diodo. Isto é, o diodo corta em tensão zero. A capacitância de junção do diodo é incluída na capacitância ressonante C e, portanto, não afeta desfavoravelmente a operação do circuito. A operação do circuito pode ser dividida em dois modos: modo 1 e modo 2. Consideraremos que C_f será suficientemente grande tal que a tensão média de saída V_o será constante. A tensão de entrada é $v_s = V_m$ sen ωt.

Modo 1. Durante esse modo, o diodo está cortado. O circuito equivalente é mostrado na Figura 11.22b. Os valores de L e C são tais que na freqüência de operação, f. A tensão que aparece sobre L e C é $v_{(LC)} = V_S$ sen $\omega t - V_O$.

Modo 2. Durante esse modo, o diodo está conduzindo. O circuito equivalente é mostrado na Figura 11.22b. A tensão que aparece sobre L é $v_{(LC)} = V_S$ sen $\omega t - V_O$. Quando a corrente do diodo i_D, que é a mesma que a do indutor i_L, atinge o zero, o diodo

corta. No corte $i_D = i_L = 0$ e $v_D = v_C = 0$. Isto é, $i_C = C dv_c/dt = 0$, que dá $dv_c/dt = 0$. Portanto, a tensão no diodo é zero no corte, reduzindo, dessa forma, as perdas por chaveamento. A corrente do indutor pode ser expressa aproximadamente por

$$i_L = I_m \operatorname{sen}(\omega t - \phi) - I_o \tag{11.46}$$

em que $I_m = V_m/R$ e $I_o = Vo/R$. Quando o diodo está conduzindo, o deslocamento ϕ será de 90°. Quando o diodo está cortado, ele será 0°, contanto que $\omega L = 1/\omega C$. Portanto, ϕ terá um valor entre 0° e 90°, e seu valor depende da resistência de carga R. A corrente de pico a pico será $2V_m/R$. A corrente de entrada tem uma componente CC I_o e um atraso de fase ϕ. A fim de melhorar o fator de potência de entrada, normalmente é conectado um capacitor de entrada, como mostrado na Figura 11.21a pelas linhas pontilhadas.

Exemplo 11.10

O retificador classe E da Figura 11.22a alimenta uma carga com uma potência de $P_L = 400$ mW com $V_o = 4$ V. A tensão máxima de alimentação é $V_m = 10$ V. A freqüência da alimentação é $f = 250$ kHz. A ondulação, de pico a pico, na tensão média de saída é $\Delta V_o = 40$ mV. (a) Determinar os valores de L, C e C_f e (b) as correntes média e eficaz de L e C. (c) Use o PSpice para plotar a tensão de saída v_o e a corrente do indutor i_L.

Solução: $V_m = 10$ V, $V_o = 4$ V, $\Delta V_o = 40$ mV e $f = 250$ kHz.

(a) Escolha um valor apropriado de C. Aplicando $C = 10$ nF, a freqüência ressonante será $f_o = f = 250$ kHz; $250 \text{ kHz} = f_o = 1/[2\pi\sqrt{(L \times 10 \text{ nF})}]$, que dá $L = 40{,}5\ \mu$H; $P_L = V_o^2/R$ ou $400 \text{ mW} = 4^2/R$, que dá $R = 40\ \Omega$; $I_o = V_o/R = 4/40 = 100$ mA. O valor da capacitância C_f é dado por

$$C_f = \frac{I_o}{2f\Delta V_o} = \frac{100 \text{ mA}}{2 \times 250 \text{ kHz} \times 40 \text{ mV}} = 5\ \mu\text{F}$$

(b) $I_m = V_m/R = 10/40 = 250$ mA. A corrente eficaz do indutor L é

$$I_{L\,(\text{rms})} = \sqrt{100^2 + \frac{250^2}{2}} = 203{,}1 \text{ mA}$$

$$I_{L\,(\text{médio})} = 100 \text{ mA}$$

A corrente eficaz do capacitor C é

$$I_{C\,(\text{rms})} = \frac{250}{\sqrt{2}} = 176{,}78 \text{ mA}$$

$$I_{C\,(\text{médio})} = 0$$

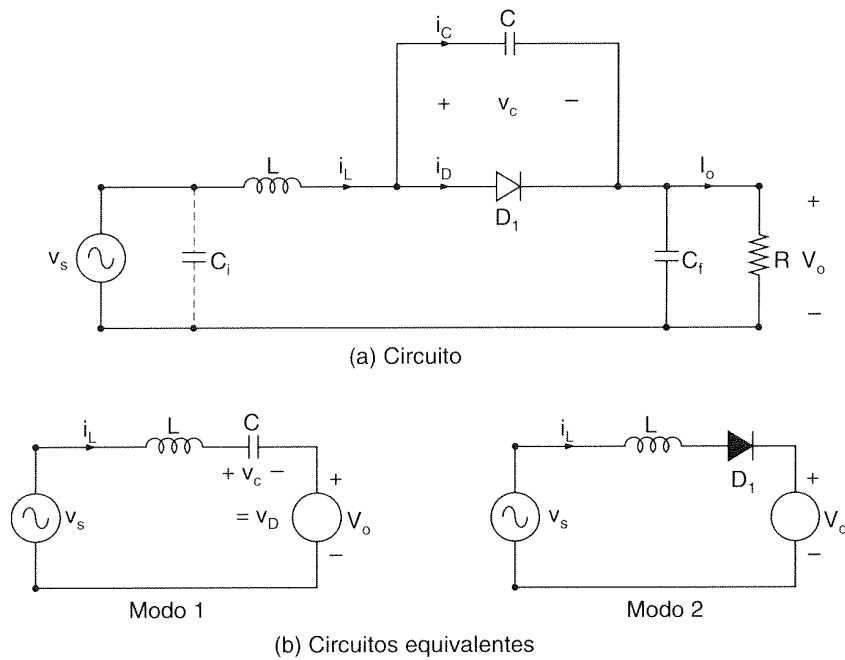
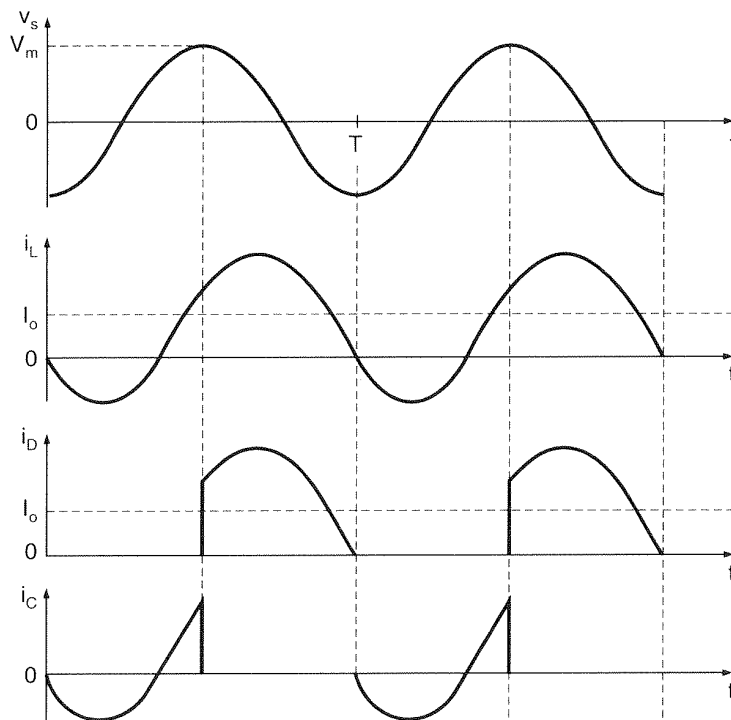



Figura 11.22

Retificador ressonante classe E.

(c) $T = 1/f = 1/250\,\text{kHz} = 4\,\mu\text{s}$. O circuito para simulação PSpice é mostrado na Figura 11.23. A lista do arquivo do circuito é o seguinte:

```
Example 11-10    Class E Resonant Rectifier
VS      1    0    SIN (0    10V    250KHZ)
VY      1    2    DC   0V        ; Voltage source to measure input current
R       4    5    40
L       2    3    40.5UH
```

```
C       3    4    10NF
CF      4    0    5UF
VX      5    0    DC   0V      ; Voltage source to measure current through R
D1      3    4    DMOD                          ; Rectifier diode
.MODEL    DMOD    D                             ; Diode default parameters
.TRAN    0.1US 1220US 1200US 0.1US UIC          ; Transient analysis
.PROBE                                          ; Graphics postprocessor
.OPTIONS ABSTOL = 1.00N RETOL1 = 0.01 VNTOL = 0.1 ITL5=40000 ; convergence
.END
```

Figura 11.23

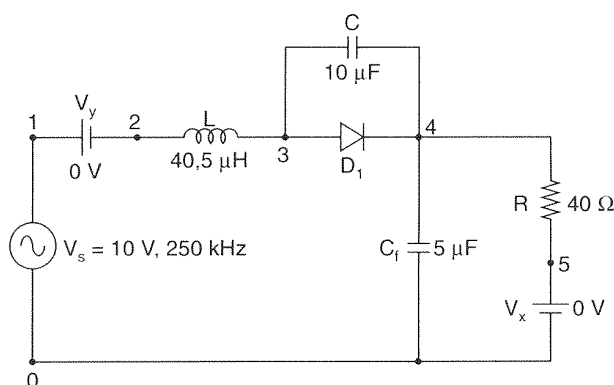
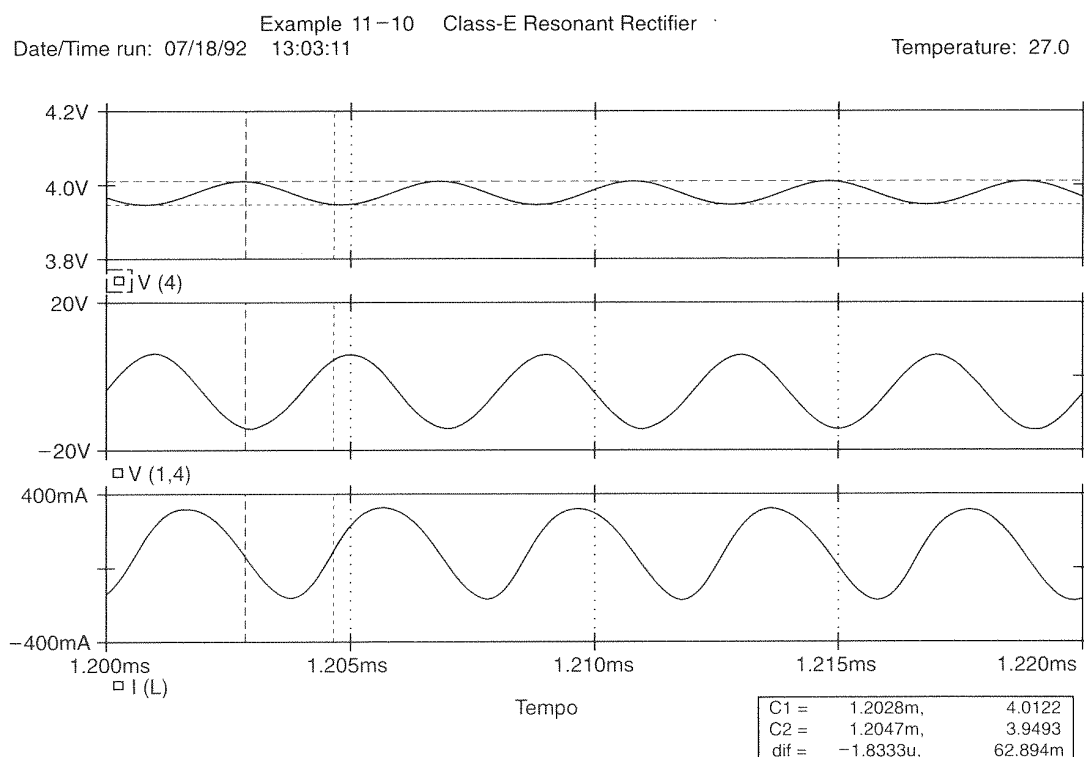
Retificador ressonante classe E para simulação PSpice.

A plotagem do PSpice é mostrada na Figura 11.24, onde I(L) = corrente no indutor e V(4) = tensão de saída. Usando o cursor do PSpice na Figura 11.24, obtém-se V_o = 3,98 V, V_o = 63,04 mV e $i_{L\,(pp)}$ = 489,36 mA.

Figura 11.24

Plotagem do PSpice para o Exemplo 11.10.

11.6 CONVERSORES RESSONANTES COM CHAVEAMENTO EM CORRENTE ZERO

As chaves do conversor ressonante com chaveamento em corrente zero (ZCS) são "ligadas" e "desligadas" em corrente zero. O circuito ressonante que consiste da chave CH_1, do indutor L e do capacitor C é mostrado na Figura 11.25a. Ele é classificado por K. Liu, R. Oruganti e F. C. Y. Lee, em dois tipos: L e M. Em ambos os tipos, o indutor L limita o di/dt da corrente da chave, e L e C constituem um circuito ressonante em série. Quando a corrente na chave for zero, haverá uma corrente $i = C_j\, dv_T/dt$ circulando através da capacitância interna C_j devido a uma inclinação finita da tensão sobre a chave no desligamento. Esse fluxo de corrente causa dissipação na chave e limita o chaveamento em alta freqüência.

A chave pode ser implementada em uma configuração meia-onda, como mostrado na Figura 11.25b, onde o diodo D_1 permite fluxo unidirecional de corrente, ou em uma configuração em onda completa, como mostrado na Figura 11.25c, onde a corrente da chave pode fluir bidirecionalmente. Os dispositivos práticos não cortam em corrente zero devido aos seus tempos de recuperação. Como resultado, uma quantia de energia será armazenada no indutor L da configuração tipo L, e transientes de tensão aparecerão sobre a chave. Isso favorece a configuração tipo L sobre a tipo M.

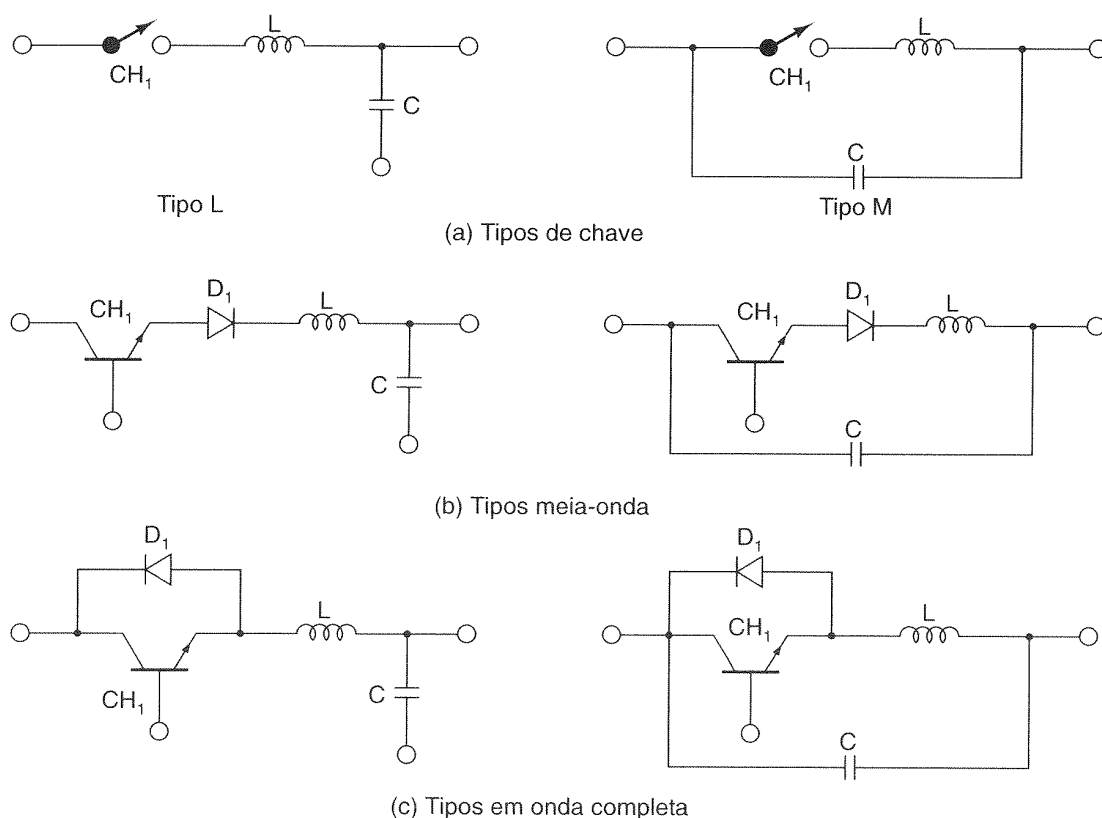
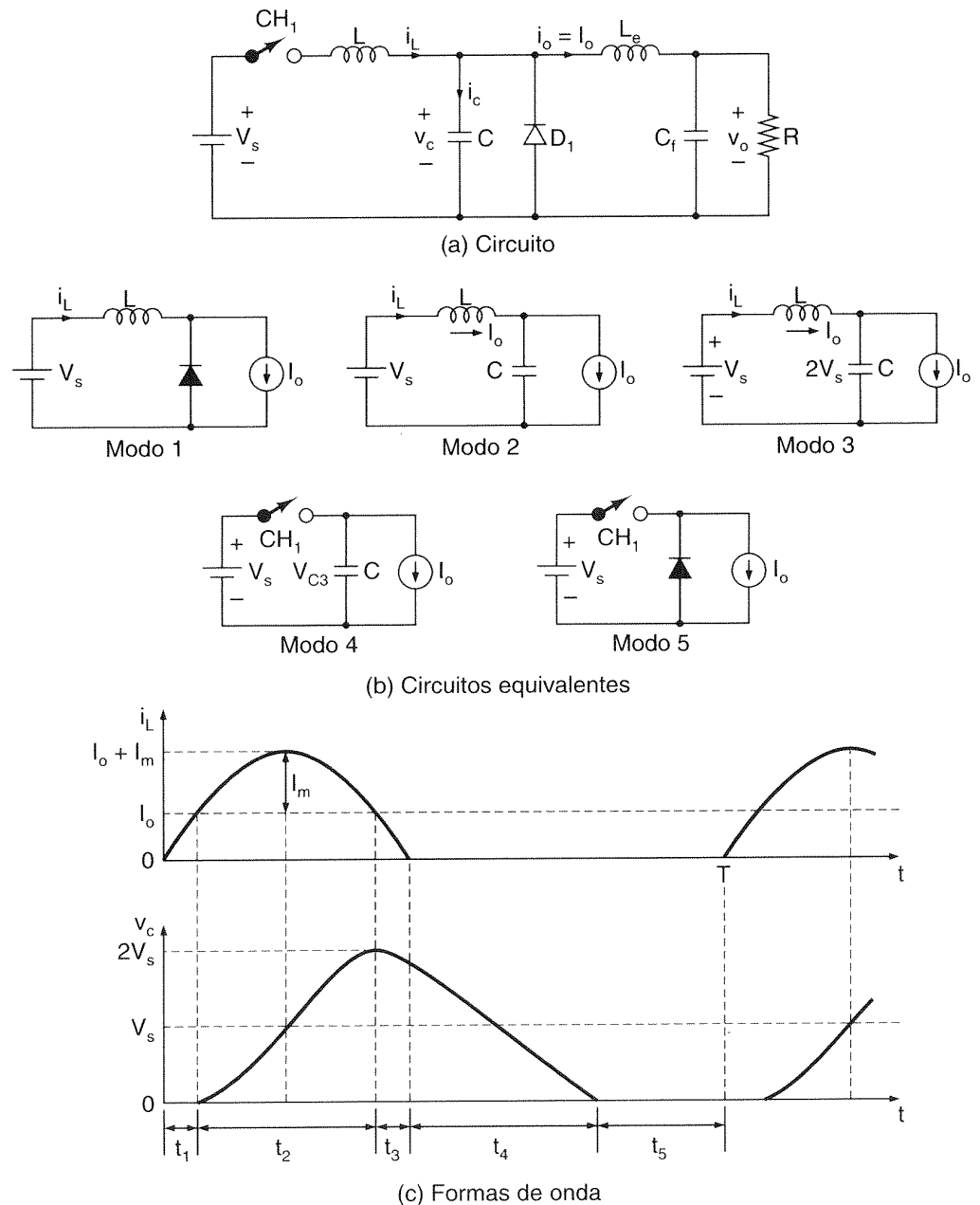



Figura 11.25 Configurações de chaves para conversores ressonantes ZCS.

11.6.1 Conversor Ressonante ZCS Tipo L

Um conversor ressonante ZCS tipo L é mostrado na Figura 11.26a. A operação do circuito pode ser dividida em cinco modos, cujos circuitos equivalentes são mostrados na Figura 11.26b. Redefiniremos a origem de tempo $t = 0$, no início de cada modo.

Figura 11.26

Conversor ressonante ZCS tipo L.

Modo 1. Esse modo é válido para $0 \leq t \leq t_1$. A chave CH_1 é ligada e o diodo D_m conduz. A corrente do indutor i_L, que cresce linearmente, é dada por

$$i_L = \frac{V_s}{L} t \tag{11.47}$$

Esse modo termina no tempo $t = t_1$ quando $i_L(t = t_1) = I_o$. Isto é, $t_1 = I_o L/V_s$.

Modo 2. Esse modo é válido para $0 \le t \le t_2$. A chave CH_1 continua ligada, mas o diodo D_m está cortado. A corrente do indutor i_L é dada por

$$i_L = I_m \text{ sen } \omega_0 t + I_o \tag{11.48}$$

em que $I_m = V_s \sqrt{C/L}$ e $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$. A tensão no capacitor v_c é dada por

$$v_c = V_s (1 - \cos \omega_0 t)$$

A corrente máxima da chave, que ocorre em $t = (\pi/2)\sqrt{LC}$, é

$$I_p = I_m + I_o$$

A tensão máxima no capacitor é

$$V_{c\,(\text{pico})} = 2V_s$$

Esse modo termina em $t = t_2$ quando $i_L(t = t_2) = I_o$, e $v_c(t = t_2) = V_{c2} = 2V_s$. Portanto, $t_2 = \pi \sqrt{LC}$.

Modo 3. Esse modo é válido para $0 \le t \le t_3$. A corrente do indutor que cai de I_o a zero é dada por

$$i_L = I_o - I_m \text{ sen } \omega_0 t \tag{11.49}$$

A tensão no capacitor é dada por

$$v_c = 2V_s \cos \omega_0 t \tag{11.50}$$

Esse modo termina em $t = t_3$, quando $i_L(t = t_3) = 0$ e $v_c(t = t_3) = V_{c3}$. Assim, $t_3 = \sqrt{LC}\ \text{sen}^{-1}(1/x)$ onde $x = I_m/I_o = (V_s/I_o)\sqrt{C/L}$.

Modo 4. Esse modo é válido para $0 \leq t \leq t_4$. O capacitor fornece a corrente I_o, e sua tensão é dada por

$$v_c = V_{c3} - \frac{I_o}{C} t \tag{11.51}$$

Esse modo termina no tempo $t = t_4$, quando $v_c(t = t_4) = 0$. Assim, $t_4 = V_{c3}C/I_o$.

Modo 5. Esse modo é válido para $0 \leq t \leq t_5$. Quando a tensão no capacitor tende a ser negativa, o diodo D_m conduz. A corrente de carga I_o circula através do diodo D_m. Esse modo termina no tempo $t = t_5$, quando a chave $CH1$ é novamente ligada, e o ciclo é repetido. Isto é, $t_5 = T - (t_1 + t_2 + t_3 + t_4)$.

As formas de onda para i_L e v_c são mostradas na Figura 11.26c. A tensão máxima da chave é igual à tensão CC de alimentação, V_s. Como a corrente na chave é zero, durante o corte e condução, as perdas por chaveamento, que são o produto de v e i, tornam-se muito pequenas. A corrente ressonante de pico I_m tem de ser maior que a corrente de carga I_o, e isso estabelece um limite ao valor mínimo da resistência de carga, R. Entretanto, colocando um diodo em antiparalelo com a chave, pode-se fazer com que a tensão de saída fique insensível às variações da carga.

Exemplo 11.11

O conversor ressonante ZCS da Figura 11.26a entrega uma potência máxima de $P_L = 400$ mW com $V_o = 4$ V. A tensão de alimentação é $V_s = 12$ V. A freqüência máxima de operação é $f_{\text{máx}} = 50$ kHz. Determinar os valores de L e C. Supor que os intervalos t_1 e t_3 sejam muito pequenos e $x = 1{,}5$.

Solução: $V_s = 12$ V, $f = f_{\text{máx}} = 50$ kHz e $T = 1/50$ kHz $= 20$ µs. $P_L = V_oI_o$ ou 400 mW $= 4I_o$, que dá $I_o = 100$ mA. A freqüência máxima ocorrerá quando $t_5 = 0$. Como $t_1 = t_3 = t_5 = 0$, $t_2 + t_4 = T$. Substituindo $t_4 = 2V_sC/I_m$ e usando $x = (V_s/I_o)\sqrt{(C/L)}$, obtém-se

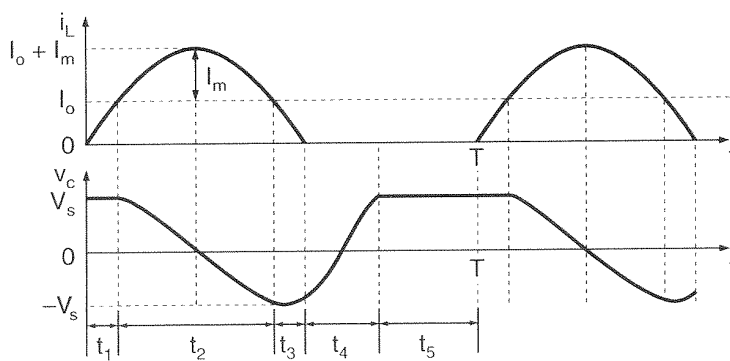
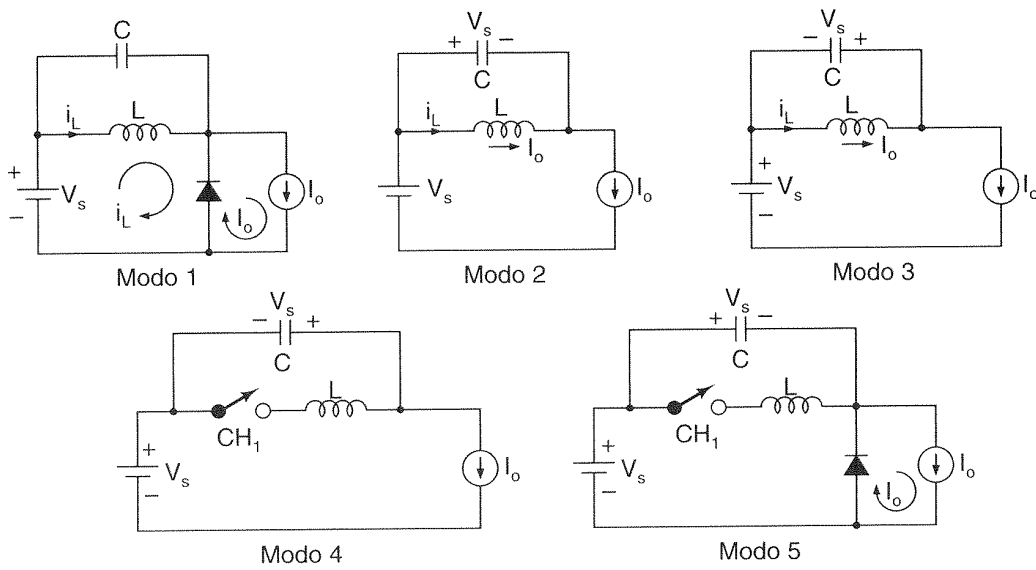
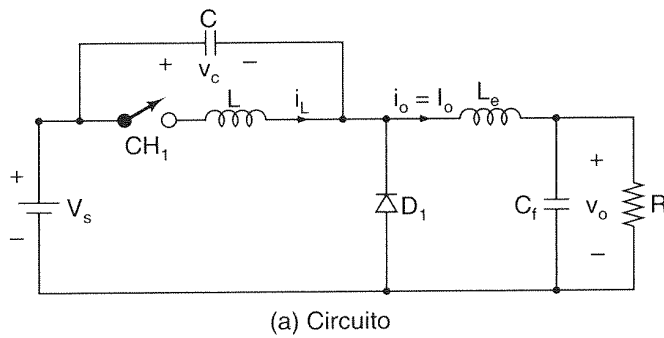
$$\pi\sqrt{LC} + \frac{2V_sC}{I_o} = T \qquad \text{ou} \qquad \frac{\pi V_s}{xI_o}C + \frac{2V_s}{I_o}C = T$$

que dá $C = 0{,}0407\,\mu$F. Assim $L = (V_s/xI_o)^2C = 260{,}52\,\mu$H.

11.6.2 Conversor Ressonante ZCS Tipo M

Um conversor ressonante ZCS tipo M é mostrado na Figura 11.27a. A operação do circuito pode ser dividida em cinco modos, cujos circuitos equivalentes são mostrados na Figura 11.27b. Redefiniremos a origem de tempo, $t = 0$, no início de cada modo. As equações dos modos são similares àquelas de um conversor tipo L, exceto as seguintes.

Figura 11.27

Conversor ressonante ZCS tipo M.

Modo 2. A tensão no capacitor é dada por

$$v_c = V_s \cos \omega_0 t \tag{11.52}$$

A tensão máxima do capacitor é $V_{c(\text{pico})} = V_s$. Ao final desse modo em $t = t_2$, $v_c(t = t_2) = V_{c2} = -V_s$.

Modo 3. A tensão no capacitor é dada por

$$v_c = -V_s \cos \omega_0 t \tag{11.53}$$

Ao final desse modo em $t = t_3$, $v_c(t = t_3) = V_{c3}$. Deve-se notar que V_{c3} terá um valor negativo.

Modo 4. Esse modo termina em $t = t_4$ quando $v_c(t = t_4) = V_s$. Assim $t_4 = (V_s - V_{c3})\, C/I_o$. As formas de onda para i_L e v_c são mostradas na Figura 11.27c.

11.7 CONVERSORES RESSONANTES COM CHAVEAMENTO EM TENSÃO ZERO

As chaves de um conversor ressonante com chaveamento em tensão zero (ZVS) "ligam" e "desligam" em tensão zero. O circuito ressonante é mostrado na Figura 11.28a. O capacitor C é conectado em paralelo com a chave CH_1 para realizar o chaveamento em tensão zero. A capacitância interna da chave C_j é somada ao capacitor C e afeta somente a freqüência ressonante, não contribuindo dessa forma para a dissipação de potência na chave. Se a chave for implementada com um transistor Q_1 e um diodo D_1 em antiparalelo, como mostrado na Figura 11.28b, a tensão sobre C será grampeada por D_1, e a chave será operada em uma configuração de meia-onda. Se o diodo D_1 for conectado em série com Q_1 como mostrado na Figura 11.28c, a tensão sobre C poderá oscilar livremente, e a chave será operada em uma configuração de onda completa. Um conversor ressonante ZVS é mostrado na Figura 11.29a. O conversor ressonante ZVS é o dual do conversor ressonante ZCS da Figura 11.27a. As equações para o conversor ressonante ZCS tipo M podem ser aplicadas se i_L for substituído por v_c, e vice-versa, L por C, e vice-versa, e V_s e I_o, e vice-versa. A operação do circuito pode ser dividida em cinco modos, cujos circuitos equivalentes são mostrados na Figura 11.29b. Redefiniremos a origem de tempo, $t = 0$, no início de cada modo.

Modo 1. Esse modo é válido para $0 \leq t \leq t_1$. Ambos, a chave CH_1 e o diodo D_m, estão desligados. O capacitor C carrega uma taxa constante da corrente de carga I_o. A tensão no capacitor v_c, que cresce, é dada por

$$v_c = \frac{I_o}{C}\, t \tag{11.54}$$

Esse modo termina em $t = t_1$, quando $v_c(t = t_1) = V_s$. Isto é, $t_1 = V_s C/I_o$.

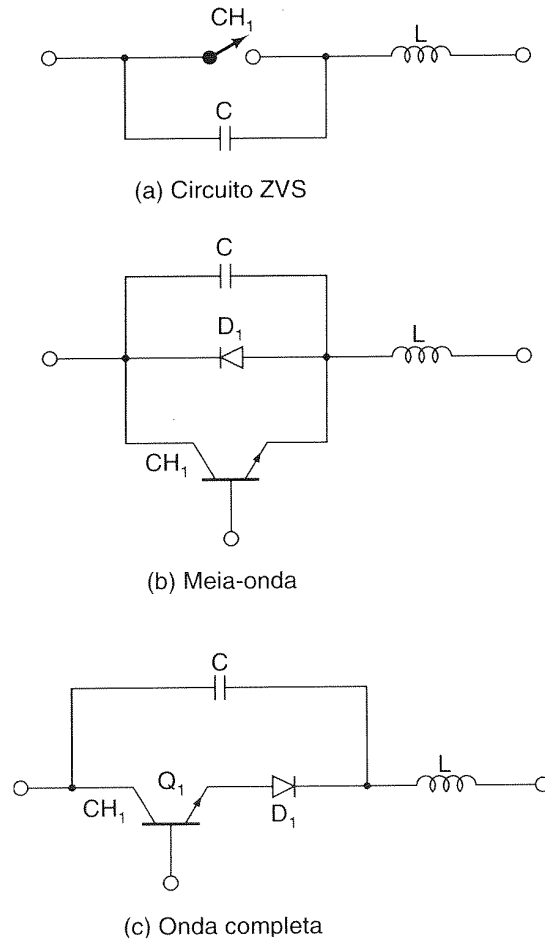



Figura 11.28

Configurações da chave para conversores ressonantes ZVS.

Modo 2. Esse modo é válido para $0 \leq t \leq t_2$. A chave CH_1 ainda está desligada, mas o diodo D_m conduz. A tensão no capacitor v_c é dada por

$$v_c = V_m \operatorname{sen} \omega_0 t + V_s \tag{11.55}$$

onde $V_m = I_o \sqrt{L/C}$. A tensão máxima da chave, que ocorre em $t = (\pi/2)\sqrt{LC}$, é

$$V_{T(\text{pico})} = V_{C(\text{pico})} = I_0 \sqrt{\frac{L}{C}} + V_s \tag{11.56}$$

A corrente no indutor i_L é dada por

$$i_L = I_o \cos \omega_0 t \tag{11.57}$$

Esse modo termina em $t = t_2$, quando $v_c(t = t_2) = V_s$, e $i_L(t = t_2) = -I_o$. Portanto, $t_2 = \pi \sqrt{LC}$.

Modo 3. Esse modo é válido para $0 \le t \le t_3$. A tensão no capacitor, que cai de V_s a zero, é dada por

$$v_c = V_s - V_m \text{ sen } \omega_0 t \tag{11.58}$$

A corrente no indutor i_L é dada por

$$i_L = -I_o \cos \omega_0 t \tag{11.59}$$

Esse modo termina em $t = t_3$, quando $v_c(t = t_3) = 0$ e $i_L(t = t_3) = I_{L3}$. Assim,

$$t_3 = \sqrt{LC} \text{ sen}^{-1} x$$

onde $x = V_s/V_m = (V_s/I_o)\sqrt{C/L}$.

Modo 4. Esse modo é válido para $0 \le t \le t_4$. A chave CH_1 é ligada, e o diodo D_m continua ligado. A corrente no indutor, que cresce linearmente de I_{L3} a I_o, é dada por

$$i_L = I_{L3} + \frac{V_s}{L} t \tag{11.60}$$

Esse modo termina no tempo $t = t_4$, quando $i_L(t = t_4) = 0$. Assim, $t_4 = (I_o - I_{L3})(L/V_s)$. Notar que I_{L3} é um valor negativo.

Modo 5. Esse modo é válido para $0 \le t \le t_5$. A chave CH_1 está ligada, mas D_m está desligado. A corrente de carga I_0 circula através da chave. Esse modo termina no tempo $t = t_5$, quando a chave CH_1 é desligada novamente e o ciclo é repetido. Ou seja, $t_5 = T - (t_1 + t_2 + t_3 + t_4)$.

As formas de onda para i_L e v_c são mostradas na Figura 11.29c. A Eq. (11.56) mostra que a tensão máxima da chave $V_{T(\text{pico})}$ é dependente da corrente de carga I_0. Portanto, uma ampla variação na corrente de carga resultará em uma ampla variação da tensão na chave. Por essa razão, os conversores ZVS são usados apenas para aplicações de carga constante. A chave tem de ser ligada somente em tensão zero. De outra forma, a energia armazenada em C será dissipada na chave. Para evitar essa situação, o diodo D_1 em antiparalelo tem de conduzir antes de a chave ser ligada.

(a) Circuito ZVS

(b) Circuitos equivalentes

(c) Formas de onda

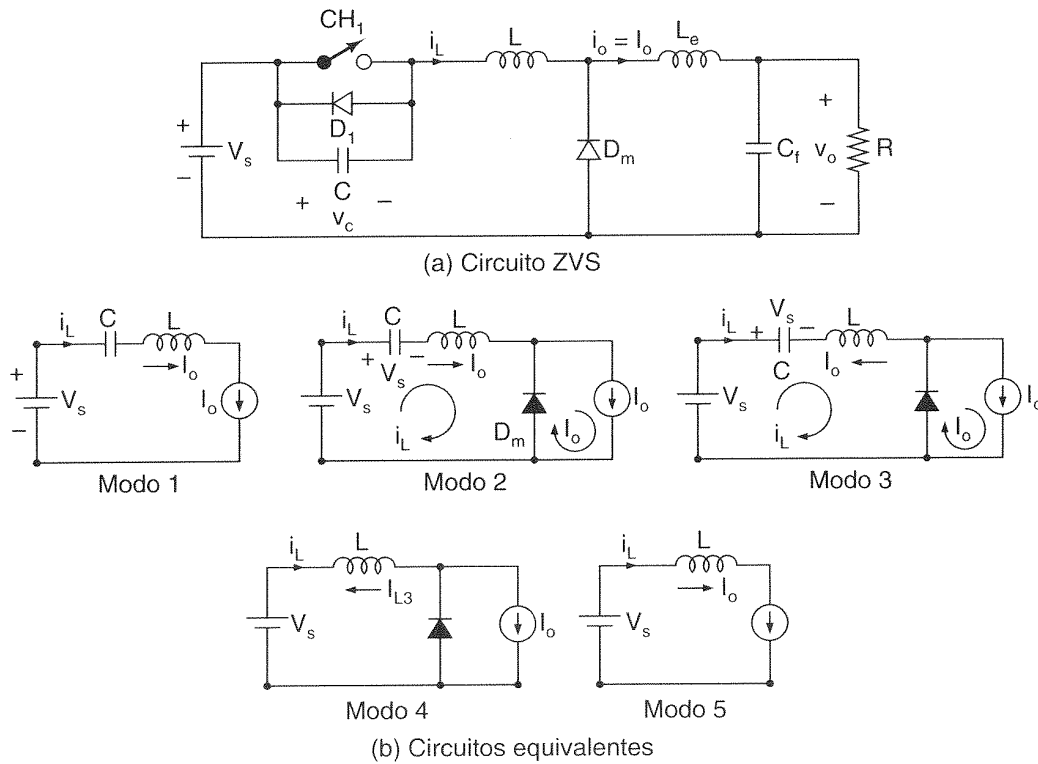
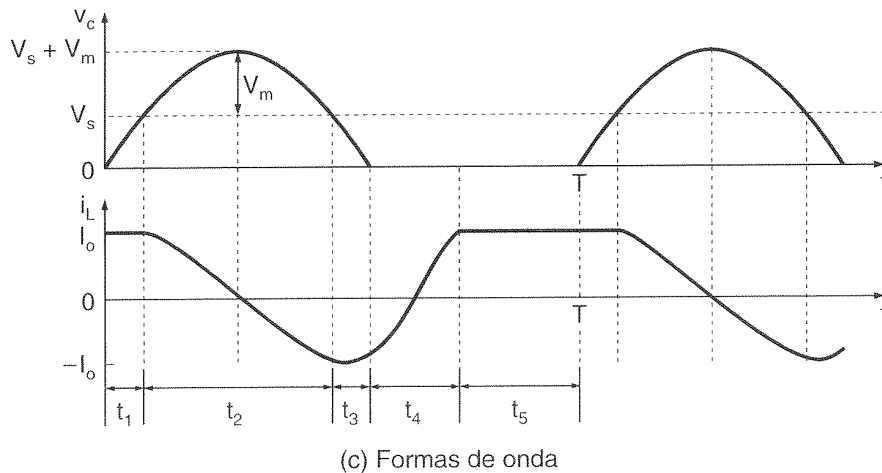



Figura 11.29

Conversor ressonante ZVS.

11.8 CONVERSORES RESSONANTES COM CHAVEAMENTO EM TENSÃO ZERO DE DOIS QUADRANTES

O conceito ZVS pode ser estendido para um *chopper* classe A de dois quadrantes, como mostrado na Figura 11.30a, onde os capacitores $C_+ = C_- = C/2$. O indutor L tem um valor tal que forme um circuito ressonante. A freqüência ressonante é $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC})$, e é muito maior que a freqüência de chaveamento f_S. Supondo que a capacitância do filtro C_e seja grande, a carga é substituída por uma tensão CC $V_{médio}$, como mostrado na Figura 11.30b. As operações do circuito podem ser divididas em seis modos. Os circuitos equivalentes para vários modos são mostrados na Figura 11.30c.

Modo 1. A chave CH_+ está ligada. Supondo uma corrente inicial de I_{L0} a corrente do indutor i_L é dada por

$$i_L = \frac{V_S}{L} t \tag{11.61}$$

Esse modo termina quando a tensão no capacitor C_+ é zero e CH_+ é desligada. A tensão em C_- é V_S.

Modo 2. As chaves CH_+ e CH_- estão, ambas, desligadas. Esse modo começa com C_+ tendo tensão zero e C_- tendo V_S. O equivalente desse modo pode ser simplificado para um circuito ressonante de C e L com uma corrente inicial no indutor I_{L1}; i_L pode ser aproximadamente representada por

$$i_L = (V_S - V_{\text{médio}}) \sqrt{\frac{L}{C}} \operatorname{sen} \omega_0 t + I_{L1} \tag{11.62}$$

A tensão v_o pode ser aproximada para cair lentamente de V_S até 0. Isto é,

$$v_o = V_S - \frac{V_S C}{I_{L1}} t \tag{11.63}$$

Esse modo termina quando v_o torna-se zero e o diodo D_- conduz.

Modo 3. O diodo D_- conduz; i_L cai linearmente de I_{L2} (= I_{L1}) para zero.

Modo 4. A chave CH_- é ligada quando i_L e v_o tornam-se zero; i_L continua a cair no sentido negativo de I_{L4}, até que a tensão na chave se torne zero, e CH_- é desligada.

Modo 5. As chaves CH_+ e CH_- estão ambas desligadas. Esse modo começa com C_- tendo tensão zero e C_+ tendo V_S, e é similar ao modo 2. A tensão v_o pode ser aproximada para um crescimento linear de zero até V_S. Esse modo termina quando v_o tende a tornar-se maior que V_S e o diodo D_+ conduz.

Modo 6. O diodo D_+ entra em condução; i_L cai linearmente de I_{L5} até zero. Esse modo termina quando $i_L = 0$. CH_+ é ligada, e o ciclo é repetido.

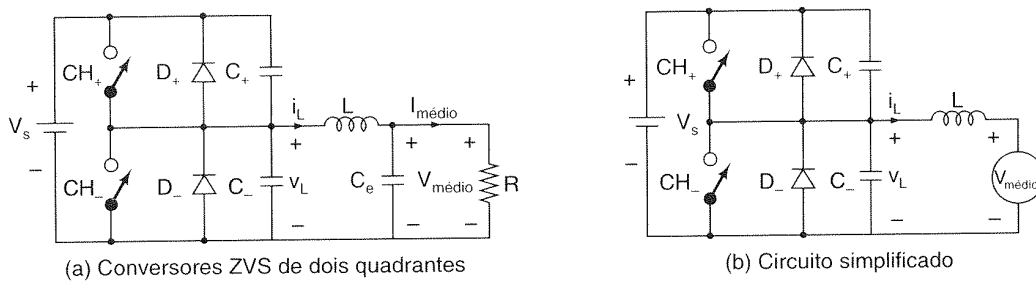
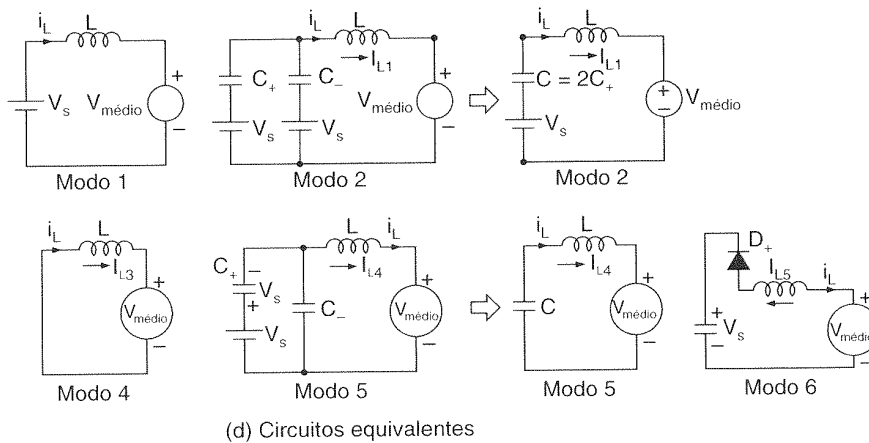
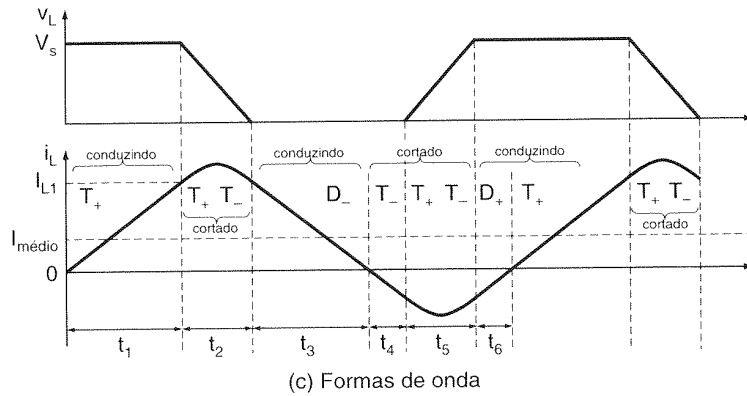
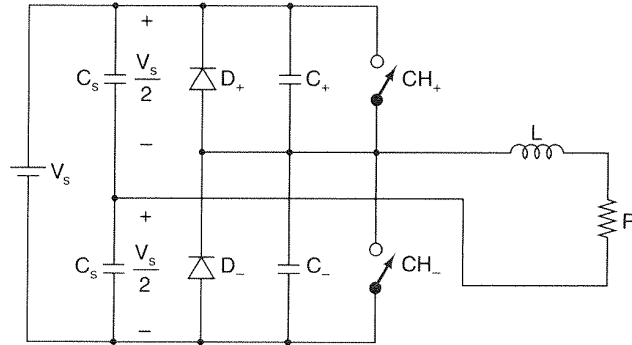



Figura 11.30

Conversor ressonante ZVS dois quadrantes.

As formas de onda para i_L e v_0 são mostradas na Figura 11.30c. Para o chaveamento em tensão zero, i_L tem de fluir em ambos os sentidos, tal que um diodo conduza antes de sua chave ser ligada. A tensão de saída pode ser feita uma onda quase-quadrada escolhendo uma freqüência ressonante f_0 muito maior que a freqüência de chaveamento. A tensão de saída pode ser regulada pelo controle de freqüência. A tensão na chave é grampeada para apenas V_S. Entretanto, as chaves têm de conduzir i_L, que possui ondulações elevadas e um pico maior que a corrente de carga I_0. O conversor pode ser operado sob o modo de corrente regulada para se obter a forma de onda desejada de i_L.

O circuito da Figura 11.30a pode ser estendido para um inversor monofásico meia-ponte, como mostrado na Figura 11.31. Uma versão trifásica é mostrada na Figura 11.32a, onde a indutância de carga L constitui o circuito ressonante. Um ramo de um circuito trifásico, no qual é utilizado um indutor ressonante separado, é mostrado na Figura 11.32b.

Figura 11.31

Inversor ressonante monofásico ZVS.

11.9 INVERSORES RESSONANTES COM INTERLIGAÇÃO CC

Nos inversores ressonantes com interligação CC, um circuito ressonante é conectado entre a tensão CC de entrada e o inversor PWM, tal que a tensão de entrada para o inversor oscile entre zero e um valor ligeiramente maior que duas vezes a tensão CC de entrada. A interligação ressonante, que é similar ao inversor classe E da Figura 11.19a, é mostrada na Figura 11.33a, onde I_0 é a corrente consumida pelo inversor. Supondo um circuito sem perdas e $R = 0$, a tensão da interligação é

$$v_C = V_S(1 - \cos \omega_0 t) \tag{11.64}$$

e a corrente do indutor i_L é

$$i_L = V_S \sqrt{\frac{C}{L}} \operatorname{sen} \omega_0 t + I_o \tag{11.65}$$

Sob condições sem perda, a oscilação continuará e não haverá necessidade de ligar a chave CH_1. Mas na prática existirá perda de potência em R, i_L será senoidal amortecida e a CH_1 será ligada para trazer a corrente para o nível inicial. O valor de R é pequeno e o circuito é subamortecido. Sob essas condições i_L e v_c podem ser mostrados como

$$i_L \approx I_o + e^{-\alpha t}\left[\frac{V_S}{\omega L} \operatorname{sen} \omega t + (I_{Lo} - I_o) \cos \omega t\right] \tag{11.66}$$

e a tensão no capacitor v_c é

$$v_C \approx V_S + e^{-\alpha t}[\omega L(I_{Lo} - I_o) \operatorname{sen} \omega t - V_S \cos \omega t] \tag{11.67}$$

As formas de onda para v_c e i_L são mostradas na Figura 11.33c. A chave CH_1 é ligada quando a tensão no capacitor cai a zero e é desligada quando a corrente i_L alcança o nível da corrente inicial I_{Lo}. Pode-se notar que a tensão no capacitor depende somente da

diferença I_m (= $I_{Lo} - I_o$) e não da corrente de carga I_o. Assim, o circuito de controle deveria monitorar ($i_L - I_o$) quando a chave estivesse conduzindo e desligar a chave quando o valor desejado de I_m fosse alcançado.

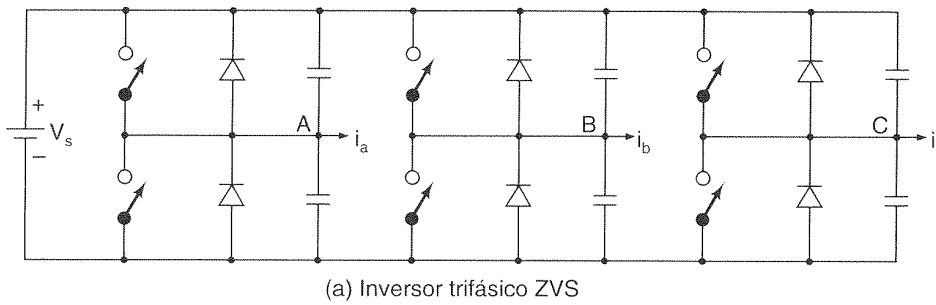



Figura 11.32

Inversor ressonante trifásico ZVS.

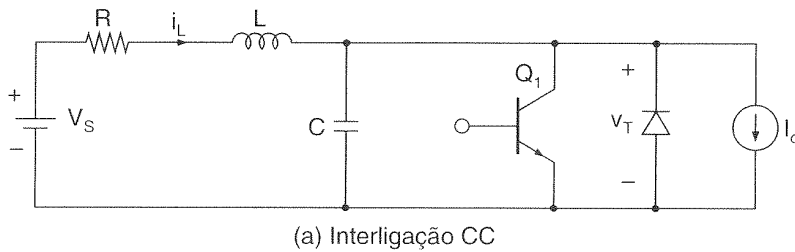
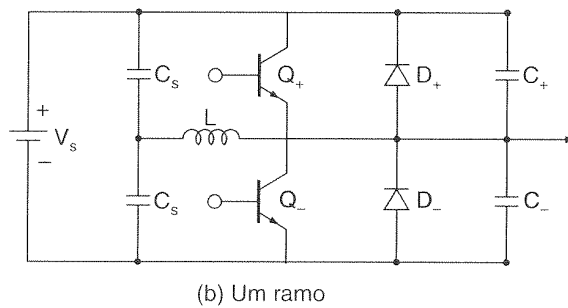



Figura 11.33

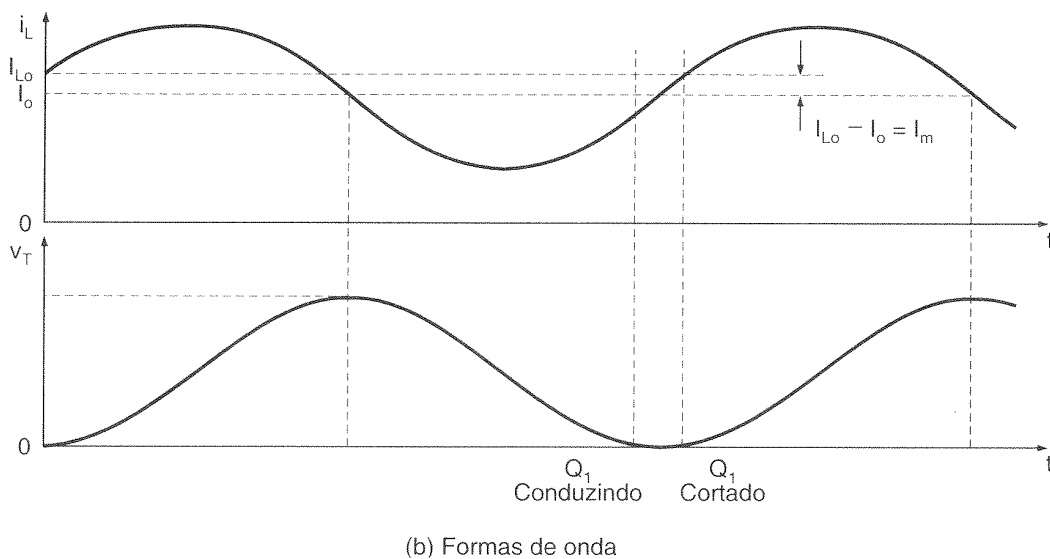
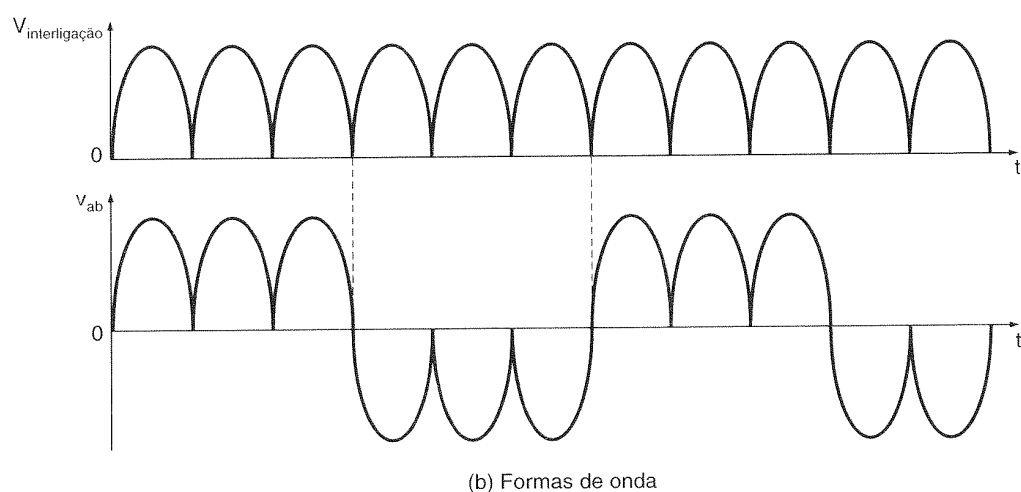
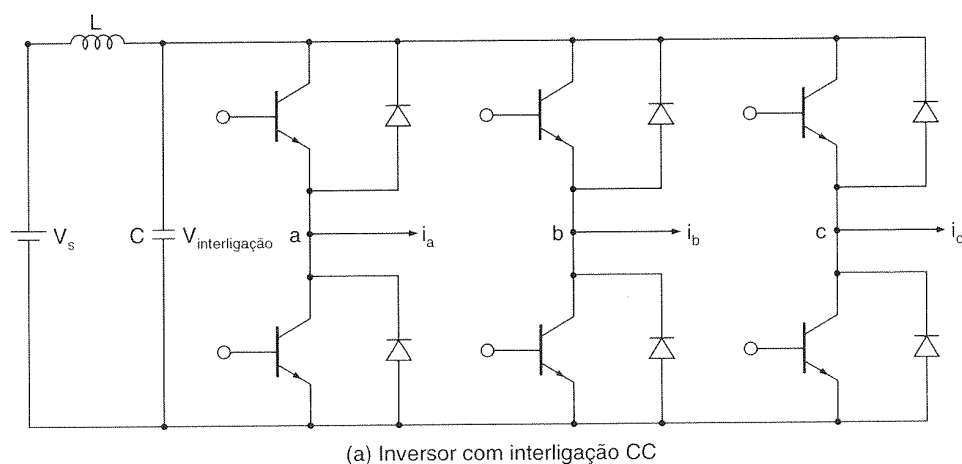
Interligação CC ressonante.

Um inversor ressonante trifásico com interligação CC é mostrado na Figura 11.33a. Os seis dispositivos do inversor são comandados de uma maneira tal para estabelecer oscilações periódicas no circuito LC de interligação CC. Os dispositivos são ligados e desligados em tensões zero na interligação, realizando dessa forma a condução e o corte sem perdas de todos os dispositivos. As formas de onda para a tensão de interligação e as tensões de linha do inversor são mostradas na Figura 11.34b.

Figura 11.34

Inversor trifásico ressonante com interligação CC.

(a) Inversor com interligação CC

(b) Formas de onda

O ciclo da interligação CC ressonante é normalmente iniciado com um valor fixo da corrente inicial do capacitor. Isso leva a tensão sobre a interligação CC ressonante a exceder a $2V_s$, e todos os dispositivos do inversor são submetidos a esse esforço de alta tensão. Um grampeador ativo, como mostrado na Figura 11.35a, pode limitar a tensão de interligação, como mostrado na Figura 11.35b. O fator de grampeamento k é relacionado ao período-tanque T_k e a freqüência ressonante $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ por

$$\frac{f_0}{f_k} = T_k\omega_0 = 2\left[\cos^{-1}(1 - k) + \frac{\sqrt{k(2 - k)}}{k - 1}\right] \qquad (11.68)$$

Ou seja, para um valor fixo de k, T_k pode ser determinado por um dado circuito ressonante. Para $k = 1{,}5$, o período-tanque T_k deve ser $T_k = 7{,}65\sqrt{LC}$.

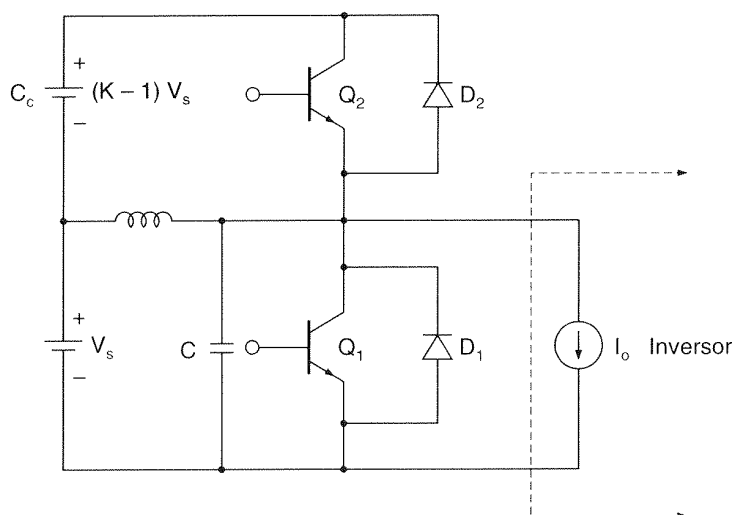
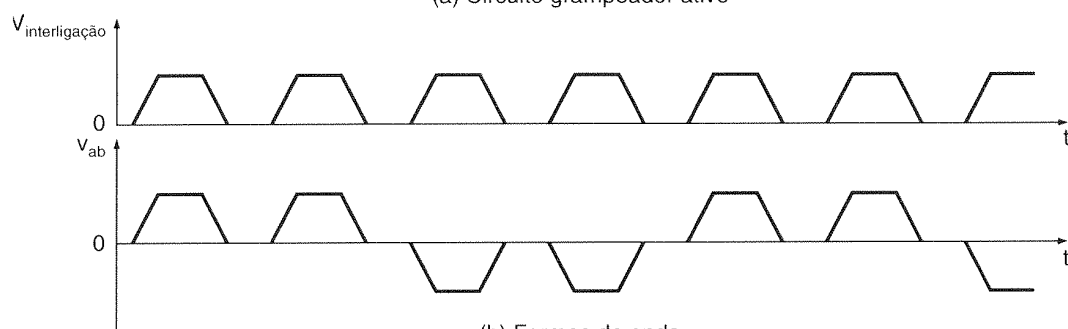



Figura 11.35

Inversor ressonante com interligação CC e grampeador ativo.

RESUMO

Os inversores ressonantes são utilizados em aplicações que necessitem de tensão de saída fixa. A freqüência ressonante máxima é limitada pelos tempos de comutação dos tiristores ou transistores. Os inversores ressonantes permitem regulação limitada da tensão de saída. Os inversores ressonantes paralelos são alimentados a partir de uma fonte CC constante e dão uma tensão de saída senoidal. Os inversores e retificadores classe E são simples e usados principalmente para aplicações de baixa potência e alta freqüência. Os conversores com chaveamento em tensão zero (ZVS) e chaveamento em corrente zero (ZCS) estão se tornando altamente populares, pois eles são ligados e desligados em corrente/tensão zero, eliminando, dessa forma, as perdas por chaveamento. Nos inversores ressonantes com interligação CC um circuito ressonante é conectado entre o inversor e a alimentação CC. Os pulsos de tensão ressonante são produzidos na entrada do inversor e os dispositivos do inversor são "ligados" e "desligados" em tensão zero.

REFERÊNCIAS

A. K. S. BHAT e S. B. DEWAN. "A generalized approach for the steady state analysis of resonant inverters". *IEEE Industry Applications Society Conference Record,* 1986, pp. 664-71.

D. M. DEVAN e G. SKIBINSKI. "Zero-switching loss inverters for high applications". *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. IA25, n. 4, 1989, pp. 634-43.

D. M. DEVAN. "The resonant DC link converter: a new concept in static power conversion". *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. IA25, n. 2, 1989, pp. 317-25.

_____________. "Design considerations for very high frequency resonant mode dc/dc converters". *IEEE Industry Applications Society Conference Record,* 1986, pp. 640-7.

F. C. SCHWARZ. "An improved method of resonant current pulse modulation for power converters". *IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation,* vol. IECI23, n. 2, 1976, pp. 133-41.

J. A. FERREIRA, P C. THERON e J. D. VAN WYK. *Conference Proceedings of the IEEE-IAS Annual Meeting,* 1991, pp. 1462-8.

J. EBERT e M. K KAZIMIERCZUK. "Class-E high-efficiency tuned power oscillator". *IEEE Journal of Solid-State Circuits,* vol. 16, n. 2, 1981, pp. 62-6.

J. VITNIS, A. SCHWEIZER e J. L. STEINER. "Reverse conducting thyristors for high power series resonant circuits". *IEEE Industry Applications Society Conference Record,* 1985, pp. 715-22.

K. LIU, R. ORUGANTI e F. C. Y. LEE. "Quasi-resonant converters: topologies and characteristics". *IEEE Transactions on Power Electronics,* vol. PE2, n. 1, 1987, pp. 62-71.

M. K. KAZIMIERCZUK e K. KOZWIK. "Class-E zero voltage switching and zero-current switching rectifiers". *IEEE Transactions on Circuits and Systems,* vol. CS37, n. 3, 1990, pp. 436-44.

N. O. SOKAL e A. D. SOKAL. "Class E: a new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers". *IEEE Jounal of Solid-State Circuits,* vol. 10, n. 3, 1975, pp. 168-76.

P. D. ZIOGAS, V. T. RANGANATHAN e V. R. STEFANOVIC. "A four-quadrant current regulated converter with a high frequency link". *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. IA18, n. 5, 1982, pp. 499-505.

R. E. ZULISKI. "A high-efficiency self-regulated class-E power inverter/converter". *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. IE33, n. 3, 1986, pp. 340-2.

R. L. STEIGERWALD. "A compromise of half-bridge resonance converter topologies". *IEEE Transactions on Power Electronics,* vol. PE3, n. 2, 1988, pp. 174-82.

QUESTÕES DE REVISÃO

11.1 Qual é o princípio dos inversores ressonantes em série?

11.2 O que é a zona morta de um inversor ressonante?

11.3 Quais são as vantagens e desvantagens dos inversores ressonantes com chaves bidirecionais?

11.4 Quais são as vantagens e desvantagens dos inversores ressonantes com chaves unidirecionais?

11.5 Qual é a condição necessária para a oscilação ressonante em série?

11.6 Qual é a função dos indutores acoplados em inversores ressonantes meia-ponte?

11.7 Quais são as vantagens dos tiristores de condução reversa nos inversores ressonantes?

11.8 O que é um controle de sobreposição de inversores ressonantes?

11.9 O que é um controle de não-sobreposição de inversores ressonantes?

11.10 Quais são os efeitos da carga em série em um inversor ressonante em série?

11.11 Quais são os efeitos da carga paralela em um inversor ressonante em série?

11.12 Quais são os efeitos de ambas as cargas, em série e em paralelo, em um inversor ressonante em série?

11.13 Quais são os métodos para controle de tensão de um inversor ressonante em série?

11.14 Quais são as vantagens de inversores ressonantes paralelos?

11.15 O que é um inversor ressonante classe E?

11.16 Quais são as vantagens e limitações de inversores ressonantes classe E?

11.17 O que é um retificador ressonante classe E?

11.18 Quais são as vantagens e limitações de retificadores ressonantes classe E?

11.19 Qual é o princípio dos conversores ressonantes com chaveamento em corrente zero (ZCS)?

11.20 Qual é o princípio dos conversores ressonantes com chaveamento em tensão zero (ZVS)?

11.21 Quais são as vantagens e limitações dos conversores ZCS?

11.22 Quais são as vantagens e limitações dos conversores ZVS?

PROBLEMAS

11.1 O inversor ressonante em série básico da Figura 11.1a tem $L_1 = L_2 = L = 25\,\mu H$, $C = 2\,\mu F$ e $R = 5\,\Omega$. A tensão CC de entrada, $V_s = 220\,V$ e a freqüência de saída $f_o = 6{,}5\,kHz$. O tempo de comutação dos tiristores é $t_q = 15\,\mu s$. Determinar **(a)** o tempo de comutação disponível (ou do circuito) t_{off}, **(b)** a freqüência máxima permissível $f_{máx}$, **(c)** a tensão de pico-a-pico no capacitor V_{pp}, e **(d)** a corrente máxima na carga I_p. **(e)** Esboce a corrente instantânea de carga $i_0(t)$; a tensão no capacitor $v_c(t)$; e a corrente de alimentação CC $I_s(t)$. Calcule **(f)** a corrente eficaz de carga I_o, **(g)** a potência de saída P_o, **(h)** a corrente média de alimentação I_s e **(i)** as correntes média, eficaz e máxima do tiristor.

11.2 O inversor ressonante meia-ponte na Figura 11.3 usa controle sem sobreposição. A freqüência do inversor é $f_0 = 8{,}5\,kHz$. Se $C_1 = C_2 = C = 2\,\mu F$, $L_1 = L_2 = L = 40\,\mu H$, $R = 2\,\Omega$ e $V_s = 220\,V$. Determinar **(a)** a corrente máxima de alimentação, **(b)** a corrente média do tiristor I_A e **(c)** a corrente eficaz do tiristor I_R.

11.3 O inversor ressonante da Figura 11.7a tem $C = 2\,\mu F$, $L = 30\,\mu H$, $R = 0$ e $V_s = 220\,V$. O tempo de comutação do tiristor é $t_q = 12\,\mu s$. A freqüência de saída $f_o = 15\,kHz$. Determinar **(a)** a corrente máxima de alimentação I_{ps}, **(b)** a corrente média do tiristor I_A, **(c)** a corrente eficaz do tiristor I_R, **(d)** a tensão de pico a pico do capacitor V_c, **(e)** a máxima freqüência de saída permissível $f_{máx}$ e **(f)** a corrente média de alimentação I_s.

11.4 O inversor ressonante meia-ponte da Figura 11.8a é operado em uma freqüência $f_0 = 3{,}5\,kHz$ em modo sem sobreposição. Se $C_1 = C_2 = C = 2\mu F$, $L_1 = L_2 = L = 20\,\mu H$, $R = 1{,}5\,\Omega$ e $V_s = 220\,V$, determinar **(a)** a máxima corrente de alimentação I_{ps}, **(b)** a corrente média do tiristor I_A, **(c)** a corrente eficaz do tiristor I_R, **(d)** a corrente eficaz de carga I_o e **(e)** a corrente média de alimentação I_s.

11.5 Repita o Problema 11.4 para um controle com sobreposição, tal que os disparos de T_1 e T_2 sejam adiantados com 50% da freqüência ressonante.

11.6 O inversor ressonante em ponte completa da Figura 11.9a é operado em uma freqüência de $f_0 = 3{,}5\,kHz$. Se $C = 2\,\mu F$, $L = 20\,\mu H$, $R = 1{,}5\,\Omega$ e $V_s = 220\,V$, determinar **(a)** a máxima corrente de alimentação I_s, **(b)** a corrente média do tiristor I_A, (c) a corrente eficaz do tiristor I_R, **(d)** a corrente eficaz de carga I_o e **(e)** a corrente média de alimentação I_s.

11.7 Um inversor ressonante em série com carga em série entrega uma potência de carga de $P_L = 2\,kW$ na ressonância. A resistência de carga é $R = 10\,\Omega$. A freqüência ressonante é $f_0 = 25\,kHz$. Determinar **(a)** a tensão CC de entrada V_s, **(b)** o fator de qualidade Q_s se for necessário reduzir a potência da carga para 500 W pelo controle de freqüência tal que $u = 0{,}8$, **(c)** o indutor L e **(d)** o capacitor C.

11.8 O inversor ressonante em série com carga paralela entrega uma potência de carga de $P_L = 2\,kW$ a uma tensão senoidal máxima de carga de $V_p = 330\,V$ e em ressonância. A resistência de carga é $R = 10\,\Omega$. A freqüência ressonante é $f_0 = 25\,kHz$. Determinar **(a)** a tensão CC de entrada V_s, **(b)** a relação de freqüência u se for necessário reduzir a potência da carga para 500 W pelo controle de freqüência, **(c)** o indutor L e **(d)** o capacitor C.

11.9 Um inversor ressonante paralelo entrega uma potência de carga de $P_L = 2\,kW$ a uma tensão senoidal máxima de carga de $V_p = 170\,V$ e em ressonância. A resistência de carga

é $R = 10\,\Omega$. A freqüência ressonante é $f_0 = 25$ kHz. Determinar **(a)** a corrente CC de entrada I_s, **(b)** o fator de qualidade Q_p se for necessário reduzir a potência da carga para 500 W pelo controle de freqüência tal que $u = 1{,}25$, **(c)** o indutor L e **(d)** o capacitor C.

11.10 O inversor classe E da Figura 11.9a opera em ressonância e tem $V_s = 18$ V e $R = 10\,\Omega$. A freqüência de chaveamento é $f_s = 500$ kHz. **(a)** Determinar o valor ótimo de L, C, C_e e L_e. **(b)** Use o PSpice para plotar a tensão de saída v_0 e a tensão da chave v_T para $k = 0{,}304$. Supor $Q = 7$.

11.11 O retificador classe E da Figura 11.22a alimenta uma potência de carga de $P_L = 1$ kW em $V_o = 5$ V. A máxima tensão de alimentação é $V_m = 12$ V. A freqüência de alimentação é $f = 350$ kHz. A ondulação da tensão de saída, de pico a pico, é $\Delta V_o = 20$ mV. **(a)** Determinar os valores de L, C e C_f, e **(b)** as correntes média e eficaz de L e C. **(c)** Use o PSpice para plotar a tensão de saída v_o e a corrente no indutor i_L.

11.12 O conversor ressonante ZCS da Figura 11.26a entrega uma potência máxima de $P_L = 1$ kW em $V_o = 5$ V. A tensão de alimentação é $V_s = 15$ V. A freqüência máxima de operação $f_{máx} = 40$ kHz. Determinar os valores de L e C. Supor que os intervalos t_1 e t_3 sejam muito pequenos e $x = I_m/I_o = 1{,}5$.

11.13 O conversor ressonante ZVS da Figura 11.29a alimenta uma potência de carga de $P_L = 1$ kW em $V_o = 5$ V. A tensão de alimentação é $V_s = 15$ V. A freqüência de operação é $f = 40$ kHz. Os valores de L e C são $L = 150\,\mu$H e $C = 0{,}05\,\mu$F. **(a)** Determinar a máxima tensão V_p e corrente I_p da chave e **(b)** a duração de cada modo.

11.14 Para o grampeador ativo da Figura 11.35, plotar a relação f_o/f_k para $1 < k \leq 2$.

Capítulo 12

Chaves Estáticas

12.1 INTRODUÇÃO

Os tiristores, que podem ser ligados e desligados em poucos microssegundos, podem ser operados como chaves de ação rápida para substituir disjuntores mecânicos e eletromecânicos. Para aplicações CC de baixa potência, os transistores de potência também podem ser utilizados como chaves. As chaves estáticas têm muitas vantagens (por exemplo, velocidades de chaveamento muito rápidas, ausência de partes móveis e nenhum rebatimento de contatos no fechamento).

Além das aplicações como chaves estáticas, os circuitos com tiristor (ou transistor) podem ser projetados para fornecer tempo de atraso, travamento e detecções de sobre e subcorrente ou tensão. Os transdutores, para a detecção mecânica, elétrica, de posição, de proximidade, e assim por diante, podem gerar o sinal de disparo ou controle para os tiristores (ou transitores).

12.2 CHAVES CA MONOFÁSICAS

O diagrama do circuito de uma chave monofásica de onda completa é mostrado na Figura 12.1a, onde os dois transistores são conectados em antiparalelo. O tiristor T_1 é disparado em $\omega t = 0$ e o tiristor T_2 em $\omega t = \pi$. A tensão de saída é a mesma que a de entrada. Os tiristores agem como chaves e são comutados pela rede. As formas de onda para a tensão de entrada, tensão de saída e corrente de saída são mostradas na Figura 12.1b.

(c) Formas de onda para carga indutiva

(b) Formas de onda para carga resistiva

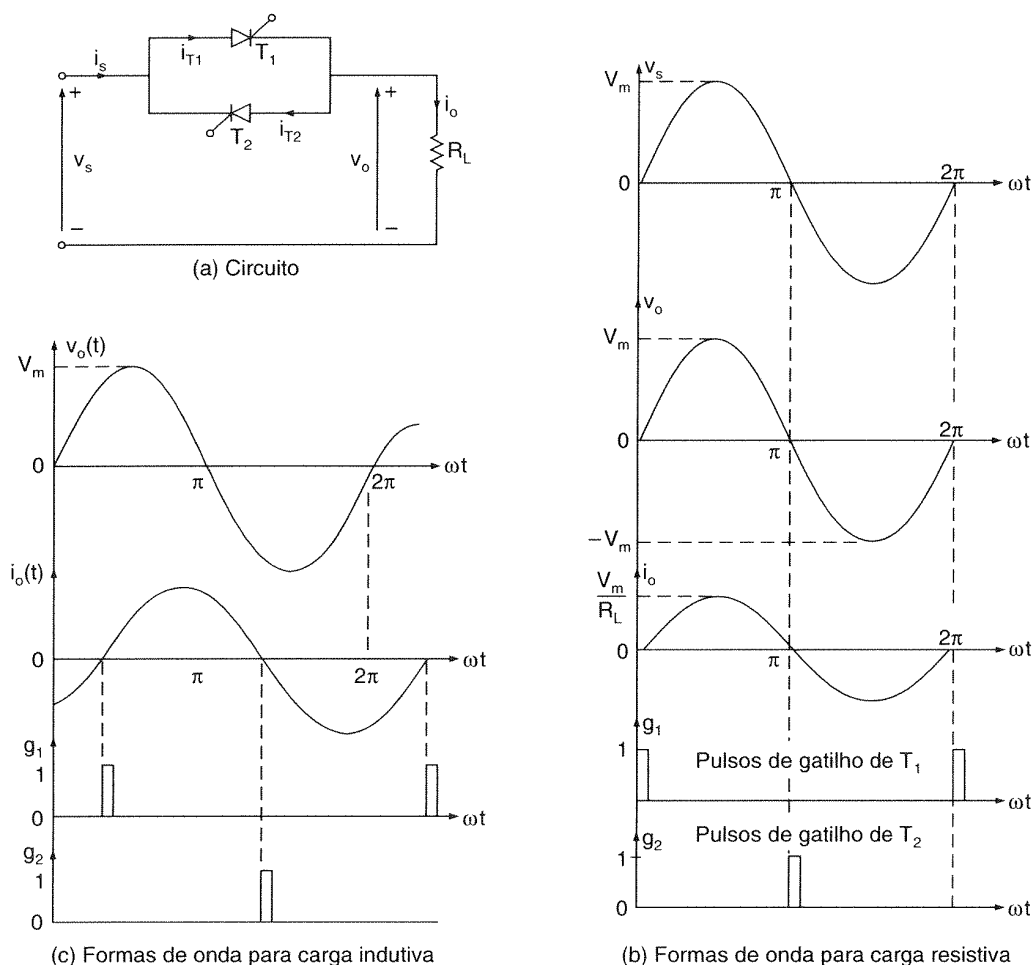



Figura 12.1

Chave CA monofásica com tiristores.

Com uma carga indutiva, o tiristor T_1 deve ser disparado quando a corrente cruzar o zero após o início do semiciclo positivo da tensão de entrada e o tiristor T_2 deve ser disparado quando a corrente cruzar o zero após o início do semiciclo negativo da tensão de entrada. Os pulsos de disparo para T_1 e T_2 são mostrados na Figura 12.1c. Um TRIAC pode ser utilizado em vez de dois tiristores, como mostrado na Figura 12.2.

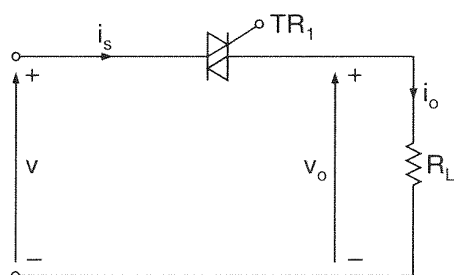



Figura 12.2

Chave CA monofásica com TRIAC.

Se a corrente instantânea de fase for $i_s(t) = I_m$ sen ωt, a corrente eficaz de fase será

$$I_s = \left[\frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi} I_m^2 \text{ sen}^2 \omega t \; d(\omega t) \right]^{1/2} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \tag{12.1}$$

Como cada tiristor conduz corrente por apenas um semiciclo, a corrente média através de cada tiristor é

$$I_A = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_m \text{ sen } \omega t \, d(\omega t) = \frac{I_m}{\pi} \tag{12.2}$$

e a corrente eficaz de cada tiristor é

$$I_R = \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_m^2 \text{ sen}^2 \omega t \; d(\omega t) \right]^{1/2} = \frac{I_m}{2} \tag{12.3}$$

O circuito na Figura 12.1a pode ser modificado como mostrado na Figura 12.3a, onde os dois tiristores têm um catodo comum e os sinais de disparo têm um terminal comum. O tiristor T_1 e o diodo D_1 conduzem durante o semiciclo positivo e o tiristor T_2 e o diodo D_2 conduzem durante o semiciclo negativo.

Um retificador em ponte com diodos e um tiristor T_1, como mostrado na Figura 12.4a, podem realizar a mesma função que aquele da Figura 12.1a. A corrente através da carga é CA e através do tiristor T_1 é CC. Um transistor pode substituir o tiristor T_1. A unidade compreendendo o transistor (ou tiristor ou GTO) e o retificador em ponte é conhecida como *chave bidirecional*.

Figura 12.3

Ponte monofásica com diodos e chave CA com tiristores.

(a) Circuito

(b) Formas de onda

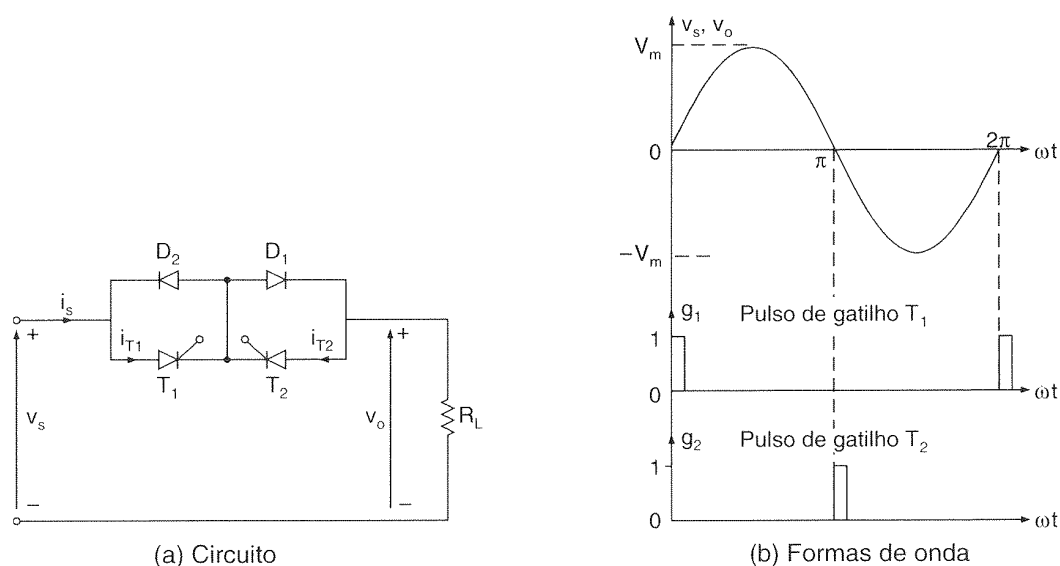
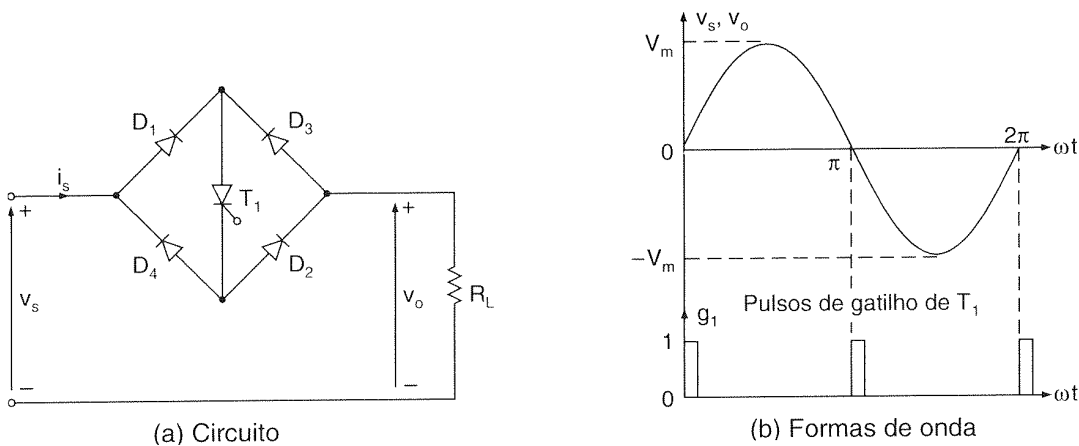



Figura 12.4

Retificador monofásico em ponte e chave CA com tiristor.

12.3 CHAVES CA TRIFÁSICAS

O conceito de chaveamento CA monofásico pode ser estendido às aplicações trifásicas. As três chaves monofásicas na Figura 12.1a podem ser conectadas para formar uma chave trifásica, como mostrado na Figura 12.5a. Os sinais de disparo para os tiristores e a corrente através de T_1 são mostrados na Figura 12.5b. A carga pode ser conectada tanto em estrela quanto em triângulo.

Para reduzir o número de tiristores e o custo, um diodo e um tiristor também podem ser utilizados a fim de formar uma chave trifásica, como mostrado na Figura 12.6. No caso de dois tiristores conectados em antiparalelo, há a possibilidade de se interromper o fluxo de corrente em cada semiciclo. Mas com um diodo e um tiristor, o fluxo de corrente somente pode ser interrompido em cada semiciclo da tensão de entrada se o tempo de reação tornar-se muito lento (por exemplo, 16,67 ms para uma alimentação de 60 Hz).

12.4 CHAVES TRIFÁSICAS DE INVERSÃO

A inversão da alimentação trifásica aplicada a uma carga pode ser conseguida adicionando-se duas ou mais chaves monofásicas à chave trifásica da Figura 12.5a. Isso é mostrado na Figura 12.7. Em operação normal, os tiristores de T_7 a T_{10} são desligados através de inibição (ou supressão) dos pulsos de gatilho, e os tiristores de T_1 a T_6 são disparados. A fase *A* alimenta o terminal *a*, a fase *B* alimenta o terminal *b* e a fase *C* alimenta o terminal *c*. Na operação de inversão de fase, T_2, T_3, T_5 e T_6 são desligados através da inibição dos pulsos de gatilho e os tiristores de T_7 a T_{10} entram em operação. A fase *B* alimenta o terminal *c* e a fase *C* alimenta o terminal *b*, resultando em uma inversão de fase da tensão aplicada à carga. Para obter inversão de fase, todos os

dispositivos têm de ser tiristores. Uma combinação de tiristores e diodos, como mostrado na Figura 12.6, não pode ser utilizada; de outro modo, poderia ocorrer um curto-circuito entre fases.

Figura 12.5

Chave CA trifásica com tiristores.

(a) Circuito

(b) Formas de onda

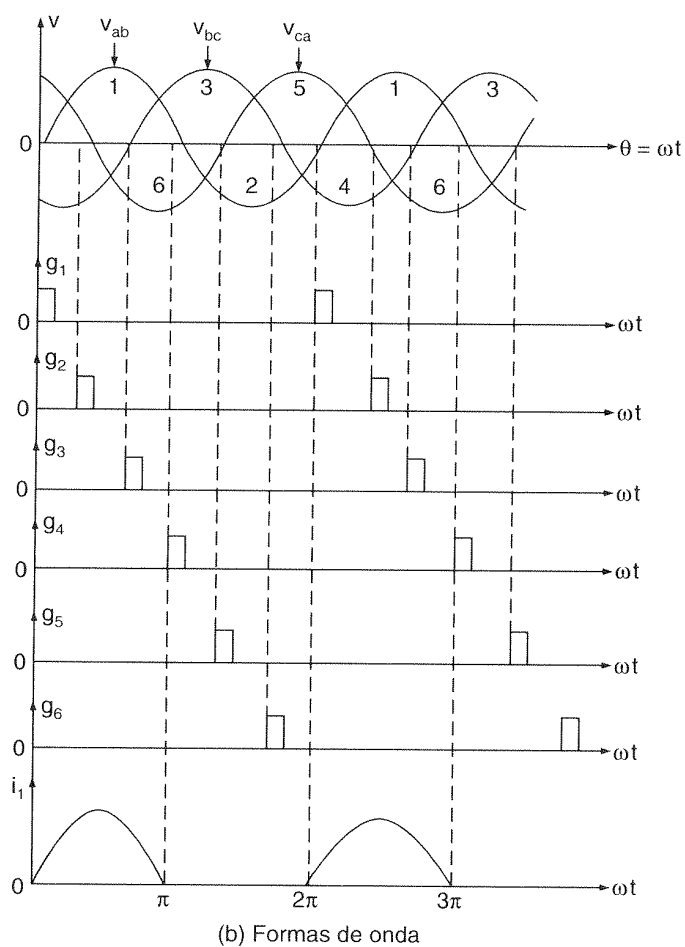
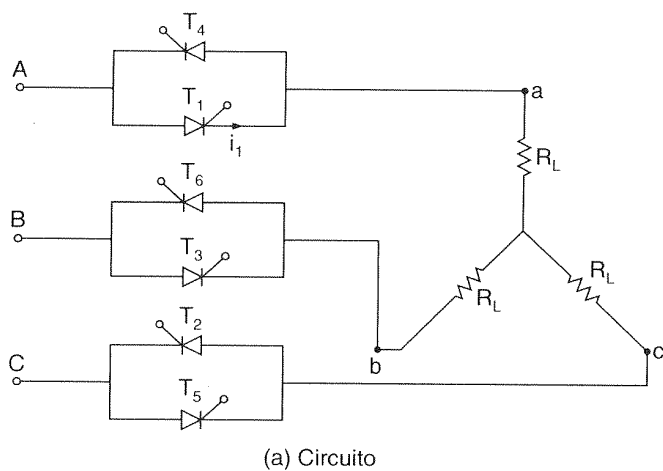
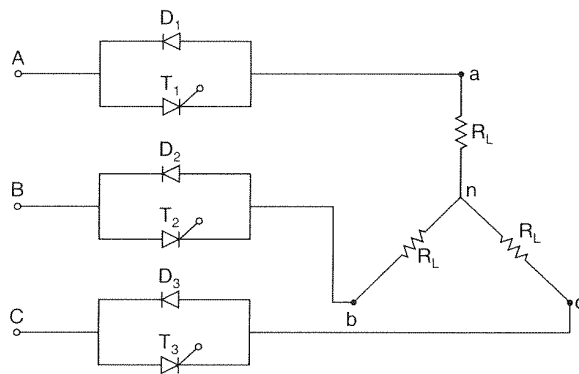



Figura 12.6

Chave CA trifásica com diodos e tiristores.

12.5 CHAVES CA PARA TRANSFERÊNCIA DE BARRAMENTO

As chaves estáticas podem ser utilizadas para transferência de barramento de uma fonte para outra. Em um sistema de alimentação prático, às vezes é necessário chavear a carga da fonte normal para uma fonte alternativa em caso de (1) indisponibilidade da fonte normal e (2) condição de sub ou sobretensão da fonte normal. A Figura 12.8 mostra uma chave monofásica de transferência de barramento. Quando os tiristores T_1 e T_2 estão operando, a carga está conectada à fonte normal; e para a transferência para uma fonte alternativa, os tiristores T'_1 e T'_2 entram em operação, enquanto T_1 e T_2 são desligados através da inibição dos pulsos de gatilho. A extensão da transferência de barramento monofásica para a trifásica é mostrada na Figura 12.9.

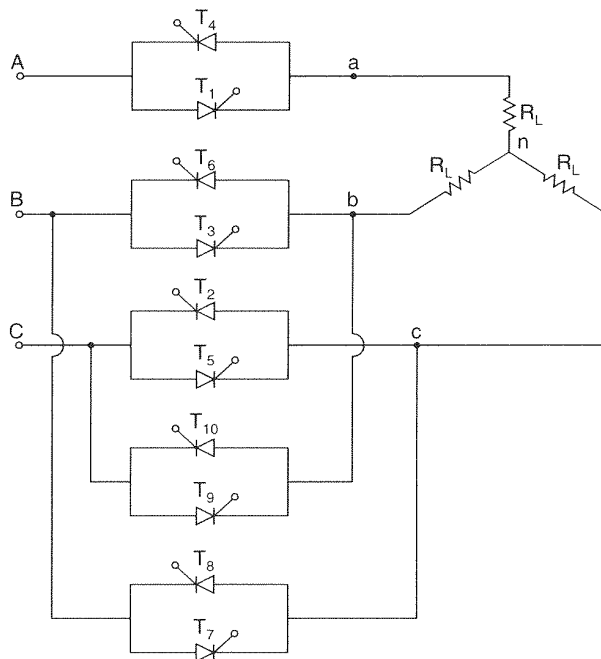



Figura 12.7

Chave CA trifásica de inversão com tiristores.

12.6 CHAVES CC

No caso das chaves CC, a tensão de entrada é CC e podem ser utilizados transistores de potência, tiristores de chaveamento rápido ou GTOs. Uma vez que o tiristor seja disparado, ele deve ser desligado através de comutação forçada (as técnicas de comutação forçada são discutidas no Capítulo 7). Uma chave de um único pólo com transistor é mostrada na Figura 12.10, com uma carga resistiva; no caso de carga indutiva, um diodo (como mostrado pelas linhas pontilhadas) tem de ser conectado em antiparalelo com a carga para proteger o transistor de transientes de tensão durante o desligamento. As chaves de um único pólo também podem ser aplicadas à transferência de barramento de uma fonte para outra.

Figura 12.8

Transferência de barramento monofásica.

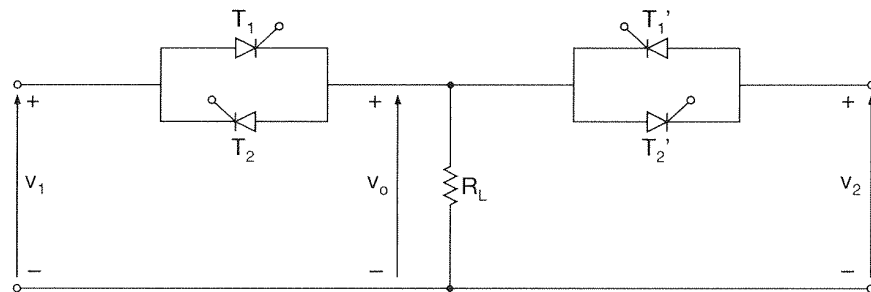
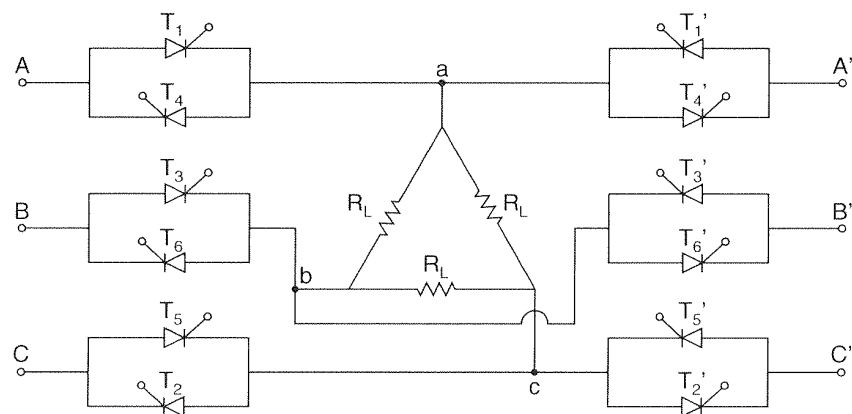



Figura 12.9

Transferência de barramento trifásica.

Se forem utilizados tiristores em comutação forçada, o circuito de comutação será uma parte integrante da chave, e uma chave CC para aplicações de potência é mostrada na Figura 12.11. Se o tiristor T_3 for disparado, o capacitor C será carregado através da fonte de alimentação V_s, L e T_3. A partir das Eqs. (7.2) e (7.3), a corrente de carga i e a tensão do capacitor v_c são expressas como

$$i(t) = V_s \sqrt{\frac{C}{L}} \text{ sen } \omega t \tag{12.4}$$

e

$$v_c(t) = V(1 - \cos \omega t) \tag{12.5}$$

onde $\omega = 1/\sqrt{LC}$. Após um tempo $t = t_0 = \pi\sqrt{LC}$, a corrente de carga torna-se zero e o capacitor é carregado para $2V_s$. Se o tiristor T_1 estiver conduzindo e fornecendo potência para a carga, o tiristor T_2 será disparado para desligar T_1. T_3 é autocomutado. O disparo de T_2 causa um pulso ressonante de corrente do capacitor C através do caminho formado pelo capacitor C, indutor L e tiristor T_2. À medida que a corrente ressonante aumenta, a corrente através do tiristor T_1 diminui. Quando a corrente ressonante cresce até a corrente de carga I_L, a corrente do tiristor T_1 cai a zero, desligando-o. O capacitor descarrega sua carga remanescente através da resistência da carga R_L. T_2 é autocomutado. Um diodo de comutação D_m em antiparalelo com a carga é necessário se esta for indutiva. O capacitor tem de ser completamente descarregado em toda ação de chaveamento; e uma tensão negativa no capacitor pode ser evitada conectando-se um resistor e um diodo, como mostrado na Figura 12.11 pelas linhas pontilhadas. Não é muito fácil desligar circuito CC, uma vez que as chaves estáticas CC requerem circuitos adicionais para o desligamento.

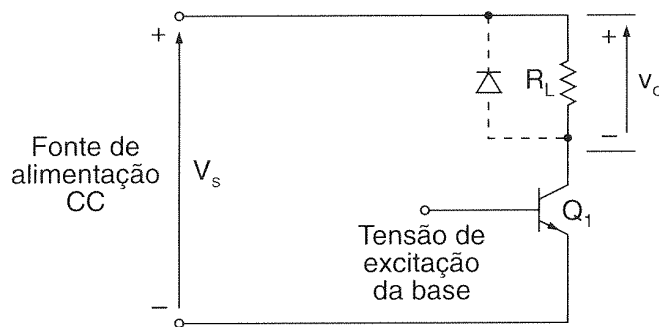



Figura 12.10

Chave CC de um único pólo com transistor.

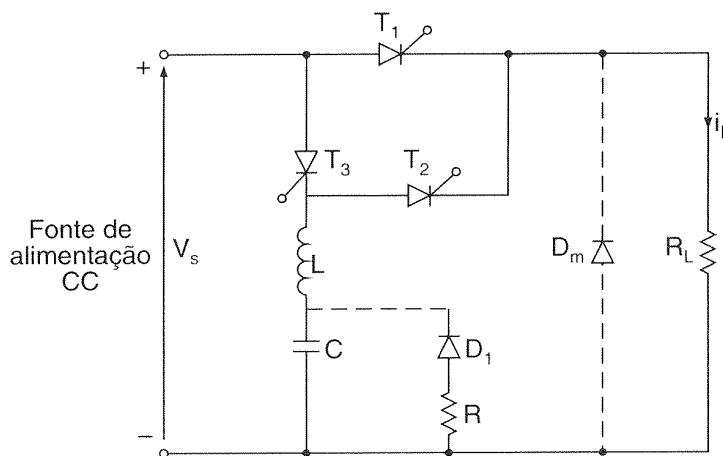



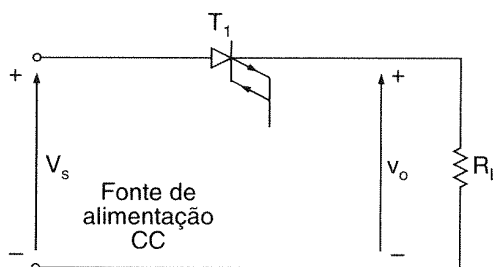
Figura 12.11

Chave CC de um único pólo com tiristor.

As chaves CC podem ser utilizadas para o controle do fluxo de potência em aplicações de corrente elevada e tensão muito elevada (por exemplo, reator de fusão) e também como disjuntores de ação rápida. Em vez de transistores, podem ser utilizados

os tiristores de desligamento pelo gatilho (GTOs). Um GTO é disparado pela aplicação de um pulso positivo de curta duração em seu terminal de gatilho, de maneira similar aos tiristores convencionais; entretanto, um GTO pode ser desligado pela aplicação de um pulso negativo de curta duração ao seu terminal de gatilho e ele não requer qualquer circuito de comutação. Uma chave de um único pólo com GTO é mostrada na Figura 12.12.

Figura 12.12

Chave de um único pólo com GTO.

12.7 RELÉS DE ESTADO SÓLIDO

As chaves estáticas podem ser utilizadas como relés de estado sólido (do inglês *solid-state relays – SSRs*), que são aplicados no controle de potência CA e CC. Os SSRs encontram muitas aplicações em controle industrial (por exemplo, controle de motores, transformadores, resistências de aquecimento etc.) para substituir os relés eletromecânicos. Para aplicações CA, os tiristores ou TRIACs podem ser utilizados; e para aplicações CC, são usados os transistores. Os SSRs em geral são eletricamente isolados entre os circuitos de controle e da carga através de relés *reed*, transformadores ou optoacopladores.

A Figura 12.13 mostra dois circuitos básicos para SSRs CC: um com isolação por relé *reed* e outro com um optoacoplador. Apesar de o circuito monofásico na Figura 12.1a poder ser operado como um SSR, o circuito da Figura 12.2 com um TRIAC normalmente é o utilizado para alimentação CA, por causa dos requerimentos de apenas um circuito de disparo para um TRIAC. A Figura 12.14 mostra SSRs com relé *reed*, transformador de isolação e optoacoplador. Se as necessidades da aplicação exigirem tiristores para níveis elevados de potência, o circuito na Figura 12.1a também pode ser utilizado para operar como um SSR, ainda que a complexidade do circuito de disparo aumente.

12.8 PROJETO DE CHAVES ESTÁTICAS

As chaves de estado sólido estão disponíveis comercialmente com especificações de corrente e tensão limitadas, indo da faixa de 1 a 50 A com até 440 V. Se for necessário projetar SSRs para atingir certas especificações, o projeto é simples e requer a determinação dos valores nominais de tensão e corrente dos dispositivos semicondutores de potência. Os procedimentos do projeto podem ser ilustrados pelos exemplos.

(a) Isolação com optoacoplador

(b) Isolação com relé *reed*

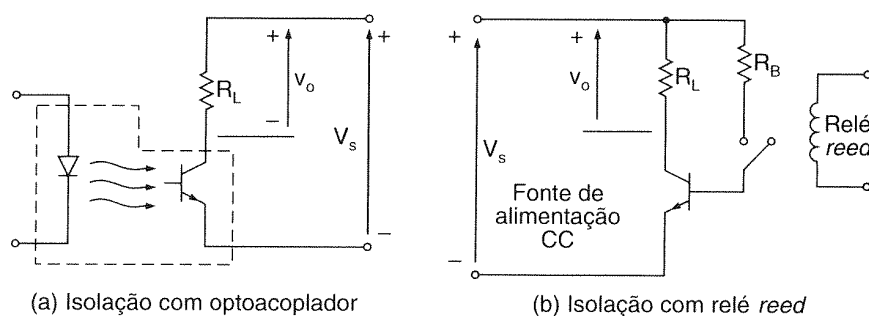



Figura 12.13

Relés de estado sólido CC.

(a) Isolação com relé *reed*

(b) Isolação com transformador

(c) Isolação com optoacoplador

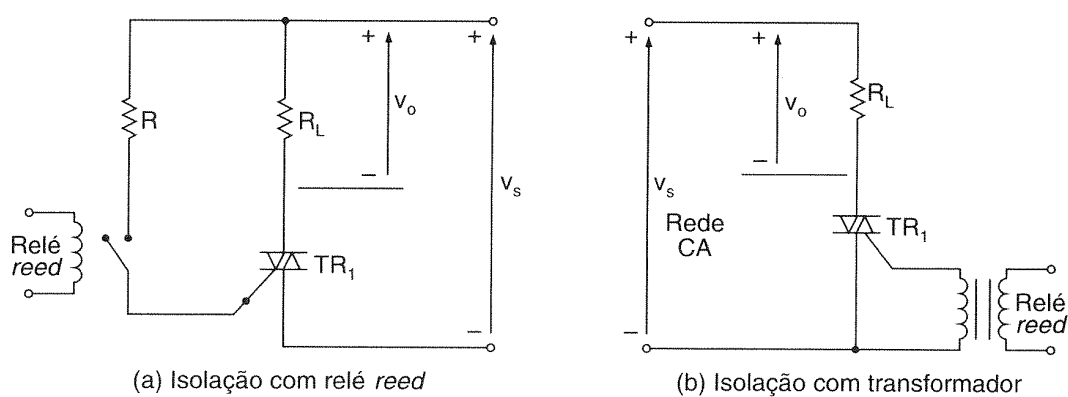
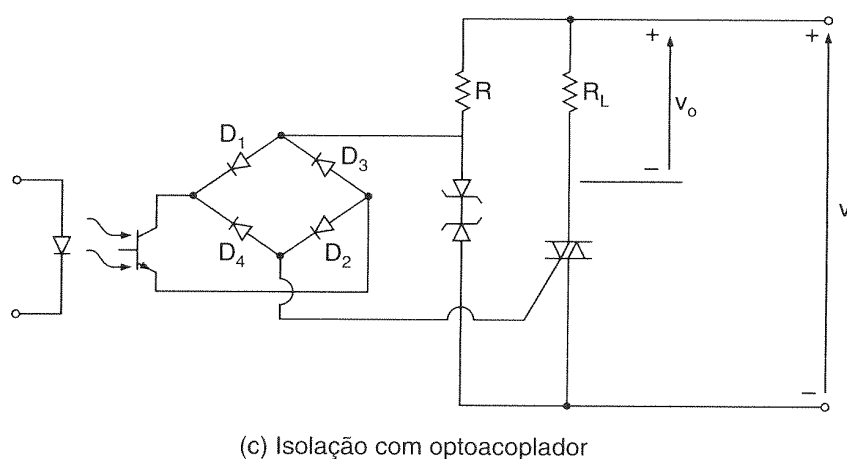



Figura 12.14

Relés de estado sólido CA.

Exemplo 12.1

Uma chave CA monofásica com a configuração da Figura 12.1a é utilizada entre uma alimentação de 120 V, 60 Hz e uma carga indutiva. A potência da carga é 5 kW com um fator de potência de 0,88 indutivo. Determinar (a) as especificações de tensão e corrente dos tiristores e (b) os ângulos de disparo dos tiristores.

Solução: $P_O = 5000$ W, PF = 0,88 e $V_S = 120$ V.

(a) A corrente máxima da carga $I_m = \sqrt{2} \times 5000/(120 \times 0{,}88) = 66{,}96$. A partir da Eq. (12.2), a corrente média $I_A = 66{,}96/\pi = 21{,}31$ A; e a partir da Eq. (12.3), a corrente eficaz $I_R = 66{,}96/2 = 33{,}48$ A. A tensão de pico inverso PIV $= \sqrt{2} \times 120 = 169{,}7$ V.

(b) $\cos\theta = 0{,}88$ ou $\theta = 28{,}36°$. Assim, o ângulo de disparo de T_1 é $\alpha_1 = 28{,}36°$ e para o tiristor T_2, $\alpha_2 = 180° + 28{,}36° = 208{,}36°$.

Exemplo 12.2

Uma chave CA trifásica com a configuração da Figura 12.5a é utilizada entre uma alimentação trifásica de 440 V, 60 Hz e uma carga trifásica conectada em estrela. A potência da carga é 20 kW a um fator de potência de 0,707 indutivo. Determinar as especificações de corrente e tensão dos tiristores.

Solução: $P_o = 20000$ W, PF $= 0{,}707$, $V_L = 440$ V e $V_s = 440/\sqrt{3} = 254{,}03$ V. A corrente de fase é calculada a partir da potência como

$$I_s = \frac{20000}{\sqrt{3} \times 400 \times 0{,}707} = 37119 \text{ A}$$

A corrente máxima de um tiristor $I_m = \sqrt{2} \times 37{,}119 = 52{,}494$ A. A corrente média de um tiristor $I_A = 52{,}494/\pi = 16{,}71$ A. A corrente eficaz de um tiristor $I_R = 52{,}494/2 = 26{,}247$ A. A tensão de pico inverso PIV $= \sqrt{2} \times 440 = 622{,}3$ V.

RESUMO

As chaves de estado sólido CA e CC têm um número de vantagens sobre as chaves e relés eletromecânicos convencionais. Com o desenvolvimento dos dispositivos semicondutores de potência e circuitos integrados, as chaves estáticas estão encontrando uma ampla faixa de aplicações no controle industrial. As chaves estáticas podem ser interfaceadas com sistemas digitais de controle ou mesmo com computadores.

REFERÊNCIAS

P. F. DAWSON, L. E. LANSING e S. B. DEWAN. "A fast dc current breaker". *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA21, n. 5, 1985, pp. 1176-81.

W. F. PRAEG. "Detailed design of a 13-kA, 13-kV DC solid state turn-off switch". *IEEE Industry Applications Conference Record*, 1985, pp. 1221-6.

QUESTÕES DE REVISÃO

12.1 O que é uma chave estática?

12.2 Quais são as diferenças entre as chaves CA e CC?

12.3 Quais são as vantagens das chaves estáticas sobre as mecânicas ou eletromecânicas?

12.4 Quais são as vantagens e desvantagens das chaves CA com tiristores em antiparalelo?

12.5 Quais são as vantagens e desvantagens das chaves CA com TRIACs?

12.6 Quais são as vantagens e desvantagens das chaves CA com diodos e tiristores?

12.7 Quais são as vantagens e desvantagens das chaves CA com retificador em ponte e um tiristor?

12.8 Quais são os efeitos da indutância da carga nos requerimentos de disparo das chaves CA?

12.9 Qual é o princípio de operação dos SSRs?

12.10 Quais são os métodos de isolação entre o circuito de controle e o de carga dos SSRs?

12.11 Quais são os fatores envolvidos no projeto das chaves CC?

12.12 Quais são os fatores envolvidos no projeto das chaves CA?

12.13 Qual é o tipo de comutação necessário para as chaves CC?

12.14 Qual é o tipo de comutação necessário para as chaves CA?

PROBLEMAS

12.1 Uma chave CA monofásica com a configuração da Figura 12.1a é utilizada entre uma alimentação de 120 V, 60 Hz e uma carga indutiva. A potência da carga é 15 kW a um fator de potência de 0,90 indutivo. Determinar as especificações de corrente e tensão dos tiristores.

12.2 Determinar os ângulos de disparo dos tiristores T_1 e T_2 no Problema 12.1.

12.3 Uma chave CA monofásica com a configuração da Figura 12.3a é utilizada entre uma alimentação de 120 V, 60 Hz e uma carga indutiva. A potência da carga é 15 kW a um fator de potência de 0,90 indutivo. Determinar as especificações de corrente e tensão dos diodos e tiristores.

12.4 Uma chave CA monofásica com a configuração da Figura 12.4a é utilizada entre uma alimentação de 120 V, 60 Hz e uma carga indutiva. A potência da carga é 15 kW a um fator de potência de 0,90 indutivo. Determinar as especificações de corrente e tensão do tiristor e dos diodos na ponte retificadora.

12.5 Determinar o ângulo de disparo do tiristor T_1 no Problema 12.4.

12.6 Uma chave CA trifásica com a configuração da Figura 12.5a é utilizada entre uma alimentação trifásica de 440 V, 60 Hz e uma carga trifásica conectada em estrela. A potência da carga é 20 kW a um fator de potência de 0,86 indutivo. Determinar as especificações de tensão e corrente dos tiristores.

12.7 Determinar os ângulos de disparo dos tiristores no Problema 12.6.

12.8 Repetir o Problema 12.6 para uma carga conectada em triângulo.

12.9 Uma chave CA trifásica com a configuração da Figura 12.6 tem uma alimentação trifásica de 440 V, 60 Hz e um carga trifásica conectada em estrela. A potência da carga é 20 kW a um fator de potência de 0,86 indutivo. Determinar as especificações de tensão e corrente dos diodos e tiristores.

12.10 A chave CC com tiristor na Figura 12.11 tem uma resistência de carga $R_L = 5\ \Omega$, tensão de alimentação $V_s = 220$ V, indutância $L = 40\ \mu$H e capacitância $C = 40\ \mu$F. Determinar **(a)** a corrente máxima através do tiristor T_3 e **(b)** o tempo necessário para reduzir a corrente do tiristor T_1 do valor de regime permanente a zero.

12.11 Para o Problema 12.10, determinar o tempo necessário para o capacitor descarregar de $2V_s$ a zero após o disparo do tiristor T_2.

12.12 A chave CC com tiristor na Figura 12.11 tem uma resistência de carga $R_L = 0{,}5\ \Omega$, tensão de alimentação $V_s = 220$ V, indutância $L = 40\ \mu$H e capacitância $C = 80\ \mu$F. Se a chave for operada à freqüência de 60 Hz, determinar **(a)** as correntes máximas, eficazes e médias através dos tiristores T_1, T_2 e T_3; e **(b)** a especificação de corrente eficaz do capacitor C.

12.13 Para o Problema 12.12, determinar o tempo necessário para o capacitor descarregar de $2V_s$ a zero após o disparo do tiristor T_2.

Capítulo 13

Fontes de Alimentação

13.1 INTRODUÇÃO

As fontes de alimentação, que são amplamente utilizadas em aplicações industriais, com freqüência precisam oferecer todas ou a maioria das seguintes especificações:

1. isolação entre a fonte e a carga;
2. alta densidade de potência para a redução do tamanho e do peso;
3. sentido do fluxo de potência controlado;
4. eficiência da conversão elevada;
5. formas de onda de entrada e saída com uma baixa distorção harmônica total para que os filtros sejam pequenos;
6. fator de potência controlado se a tensão da fonte for CA.

Os conversores de um único estágio CA-CC, CA-CA, CC-CC ou CC-CA discutidos nos Capítulos 5, 6, 9 e 10, respectivamente, não oferecem a maioria dessas especificações, sendo em geral requeridas as conversões de multiestágios. Há várias topologias de conversão possíveis, dependendo da complexidade permissível e das exigências do projeto. Somente as topologias básicas serão discutidas neste capítulo. Dependendo do tipo de tensões de saída, as fontes de alimentação podem ser divididas em:

1. fontes de alimentação CC;
2. fontes de alimentação CA.

13.2 FONTES DE ALIMENTAÇÃO CC

Os conversores CA-CC do Capítulo 5 podem fornecer isolação da entrada para a saída através de um transformador de entrada, mas o conteúdo harmônico é elevado. Os reguladores chaveados na Seção 9.7 não fornecem a isolação necessária e a tensão de saída é baixa. A prática comum consiste em utilizar conversões de dois estágios, CC-CA e CA-CC. No caso de entrada CA a conversão é de três estágios: CA-CC, CC-CA e CA-CC. A isolação é fornecida por um transformador intermediário. A conversão CC-CA pode ser conseguida por inversores PWM ou ressonantes. Baseado no tipo de técnica de conversão e no controle do fluxo de potência, as fontes de alimentação CC podem ser subdivididas em três tipos:

1. fontes de alimentação chaveadas;
2. fontes de alimentação ressonantes;
3. fontes de alimentação bidirecionais.

13.2.1 Fontes de Alimentação CC Chaveadas

Há quatro configurações comuns para a operação PWM ou chaveada do estágio inversor (ou conversor CC-CA): *flyback*[1], *push-pull*, *meia-ponte* (do inglês *half-bridge*) e *ponte completa* (do inglês *full-bridge*). A saída do inversor, que é variada através da técnica PWM, é convertida em uma tensão CC através de um retificador com diodos. Como o inversor pode operar a uma freqüência muito elevada, as ondulações na tensão CC de saída podem ser atenuadas utilizando-se pequenos filtros.

A topologia do circuito para o conversor *flyback* é mostrada na Figura 13.1a. Quando o transistor Q_1 entra em condução, a tensão de alimentação aparece sobre o primário do transformador e uma tensão correspondente é induzida no secundário. Quando Q_1 é cortado, uma tensão de polaridade oposta é induzida no primário pelo secundário devido à ação do transformador. A tensão mínima de circuito aberto do transistor é $V_{oc} = 2V_s$. Se I_s for a corrente média de entrada com ondulação desprezível e o ciclo de trabalho for $k = 50\%$, a corrente máxima do transistor será $I_p = I_s / k = 2I_s$. A corrente de entrada é pulsante e descontínua. Sem o diodo D_2, uma corrente CC fluiria através do transformador. Quando Q_1 é desligado, o diodo D_2 e o capacitor C_1 desmagnetizam o núcleo do transformador. C_1 descarrega-se através de R_1 quando D_2 está desligado, havendo perda de potência em todos os ciclos. Esse circuito é muito simples e está restrito a aplicações abaixo de 500 W. Esse é um conversor *forward* e requer uma malha de realimentação para o controle da tensão.

---

1 N. T.: Os termos *flyback*, *push-pull* e *forward* são utilizados na nossa literatura técnica, em inglês.

O núcleo do transformador também pode ser desmagnetizado através de um enrolamento de desmagnetização, como mostrado na Figura 13.1b, onde a energia armazenada no núcleo do transformador é devolvida à fonte de alimentação, aumentando-se a eficiência. A tensão de circuito aberto do transistor na Figura 13.1b é

$$V_{oc} = V_s \left(1 + \frac{N_p}{N_r} \right) \tag{13.1}$$

onde N_p e N_r são o número de espiras dos enrolamentos primário e de desmagnetização, respectivamente. O número de espiras no enrolamento de desmagnetização está relacionado com o ciclo de trabalho como

$$a_r = \frac{N_r}{N_p} = \frac{1 - k}{k} \tag{13.2}$$

Para um ciclo de trabalho de $k = 0{,}8$, $N_p / N_r = 0{,}8/(1 - 0{,}8) = 4$ e a tensão de circuito aberto torna-se $V_{oc} = V_s(1 + 4) = 5V_s$. A tensão de circuito aberto do transistor é muito maior que a tensão de alimentação.

A configuração *push-pull* é mostrada na Figura 13.1c. Quando o transistor Q_1 entra em condução, V_s aparece sobre uma metade do enrolamento primário. Quando Q_2 entra em condução, V_s é aplicado sobre a outra metade do enrolamento primário do transformador. A tensão do enrolamento primário oscila de $-V_s$ a V_s. Idealmente, a corrente média através do transformador deve ser zero. A tensão média de saída é

$$V_o = V_2 = \frac{N_s}{N_p} V_1 = aV_1 = aV_s \tag{13.3}$$

Os transistores Q_1 e Q_2 operam com um ciclo de trabalho de 50%. A tensão de circuito aberto $V_{oc} = 2V_s$. A corrente média de um dos transistores é $I_A = I_s/2$ e a corrente máxima do transistor é $I_p = I_s$. Como a tensão de circuito aberto do transistor é duas vezes a tensão da fonte, essa configuração é adequada para aplicações de baixa tensão.

O circuito meia-ponte é mostrado na Figura 13.1d. Quando Q_1 conduz, $V_s/2$ aparece sobre o primário do transformador. Quando Q_2 conduz, uma tensão inversa de $V_s/2$ aparece sobre o primário do transformador. A tensão no primário oscila de $-V_s/2$ a $V_s/2$. A tensão de circuito aberto do transistor é $V_{oc} = V_s$ e a corrente máxima do transistor é $I_p = 2I_s$. Em aplicações de tensão elevada, o circuito meia-ponte é preferível ao circuito *push-pull*. Ao passo que para aplicações de baixa tensão, o circuito *push-pull* é preferível devido às baixas correntes nos transistores. A tensão média de saída é

$$V_o = V_2 = \frac{N_s}{N_p} V_1 = aV_1 = 0{,}5aV_s \tag{13.4}$$

Figura 13.1

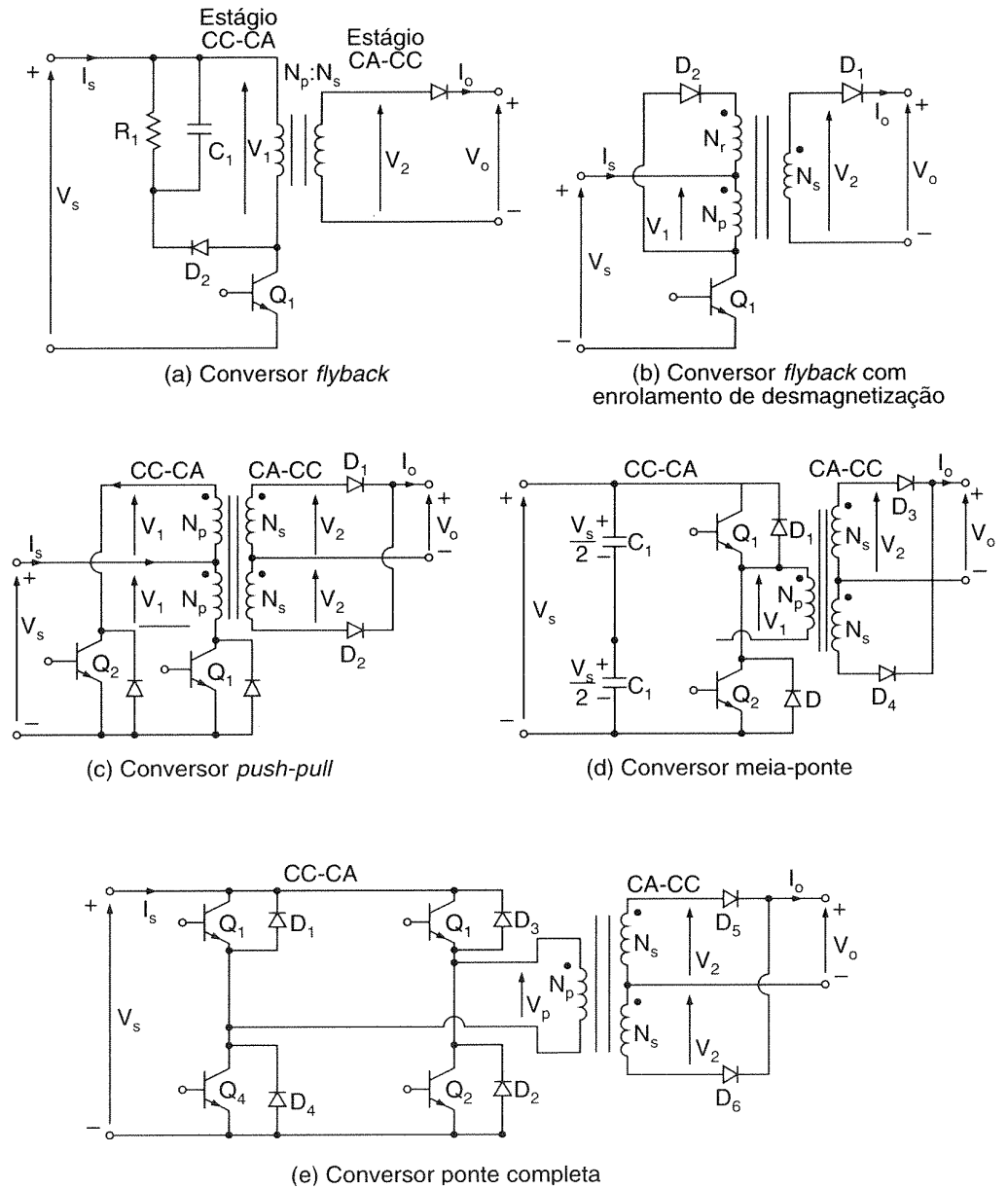
Configurações para fontes de alimentação CC chaveadas.

(a) Conversor *flyback*

(b) Conversor *flyback* com enrolamento de desmagnetização

(c) Conversor *push-pull*

(d) Conversor meia-ponte

(e) Conversor ponte completa

O arranjo ponte completa é mostrado na Figura 13.1e. Quando Q_1 e Q_2 conduzem, V_s aparece sobre o primário. Quando Q_3 e Q_4 conduzem, a tensão primária é invertida para $-V_s$. A tensão média de saída é

$$V_o = V_2 = \frac{N_s}{N_p} V_1 = aV_1 = aV_s \tag{13.5}$$

A tensão de circuito aberto do transistor é $V_{oc} = V_s$ e a corrente máxima do transistor é $I_p = I_s$. A corrente média de um transistor é apenas $I_A = I_s/2$. Entre todas as configurações, esse circuito opera com um esforço mínimo de tensão e corrente dos transistores, e é muito popular para aplicações de potência elevada, acima de 750 W.

Exemplo 13.1

A tensão média (ou CC) de saída do circuito *push-pull* da Figura 13.1c é $V_o = 24$ V a uma carga resistiva de $R = 0{,}8\ \Omega$. A queda de tensão em condução dos transistores e diodos é $V_t = 1{,}2$ V e $V_d = 0{,}7$ V, respectivamente. A relação de espiras do transformador é $a = N_s/N_p = 0{,}25$. Determinar (a) a corrente média de entrada I_s, (b) a eficiência η, (c) a corrente média do transistor I_A, (d) a corrente máxima do transistor I_p, (e) a corrente eficaz do transistor I_R e (f) a tensão de circuito aberto do transistor V_{oc}. Desprezar as perdas no transformador e as ondulações da corrente da carga e da entrada de alimentação.

Solução: $a = N_s/N_p = 0{,}25$ e $I_o = V_o/R = 24/0{,}8 = 30$ A.

(a) A potência de saída $P_o = V_oI_o = 24 \times 30 = 720$ W. A tensão secundária $V_2 = V_o + V_d = 24 + 0{,}7 = 24{,}7$ V. A tensão primária $V_1 = V_2/a = 24{,}7/0{,}25 = 98{,}8$ V. A tensão de entrada $V_s = V_1 + V_t = 98{,}8 + 1{,}2 = 100$ V e a potência de entrada é

$$P_i = V_s I_s = 1{,}2I_A + 1{,}2I_A + V_dI_o + P_o$$

Substituindo $I_A = I_s/2$, obtém-se

$$I_s\,(100 - 1{,}2) = 0{,}5 \times 30 + 720$$

$$I_s = \frac{735}{98{,}8} = 7{,}44\ \text{A}$$

(b) $P_i = V_sI_s = 100 \times 7{,}44 = 744$ W. A eficiência $\eta = 720/744 = 96{,}7\%$.

(c) $I_A = I_s/2 = 7{,}44/2 = 3{,}72$ A.

(d) $I_p = I_s = 7{,}44$ A.

(e) $I_R = \sqrt{k}\, I_p = \sqrt{0{,}5} \times 7{,}44 = 5{,}26$ A.

(f) $V_{oc} = 2V_s = 2 \times 100 = 200$ V.

13.2.2 Fontes de Alimentação CC Ressonantes

Se a variação da tensão CC de saída não for grande, os inversores de pulso ressonante podem ser utilizados. A freqüência do inversor, que deveria ser a mesma freqüência ressonante, é muito alta e a tensão de saída do inversor é quase senoidal. Devido à oscilação ressonante, o núcleo do transformador é sempre desmagnetizado, não havendo o problema da saturação. As configurações meia-ponte e ponte completa de inversores ressonantes são mostradas na Figura 13.2. Os tamanhos do transformador e do filtro de saída são reduzidos devido à elevada freqüência do inversor.

Exemplo 13.2

A tensão média de saída do circuito meia-ponte da Figura 13.2a é $V_o = 24$ V a uma carga resistiva de $R = 0{,}8\,\Omega$. O inversor opera à freqüência ressonante. Os parâmetros do circuito são $C_1 = C_2 = C = 1\,\mu$F, $L = 20\,\mu$H e $R = 0$. A tensão CC de entrada é $V_s = 100$ V. A queda de tensão em condução dos transistores e diodos é desprezível. A relação de espiras do transformador é $a = N_s/N_p = 0{,}25$. Determinar (a) a corrente média de entrada I_s, (b) a corrente média do transistor I_A, (c) a corrente máxima do transistor I_p, (d) a corrente eficaz do transistor I_R e (e) a tensão de circuito aberto do transistor V_{oc}. Desprezar as perdas no transformador e o efeito da carga na freqüência ressonante.

Solução: $C_e = C_1 + C_2 = 2C$. A freqüência ressonante é $\omega_r = 10^6/\sqrt{2 \times 20} = 158113{,}8$ rad/s ou $f_r = 25164{,}6$ Hz, $a = N_s/N_p = 0{,}25$ e $I_o = V_o/R = 24/0{,}8 = 30$ A.

(a) A potência de saída $P_o = V_oI_o = 24 \times 30 = 720$ W. A partir da Eq .(3.62), a tensão eficaz secundária é $V_2 = \pi V_o/(2\sqrt{2}) = 1{,}1107V_o = 26{,}66$ V. A corrente média de entrada é $I_s = 720/100 = 7{,}2$ A.

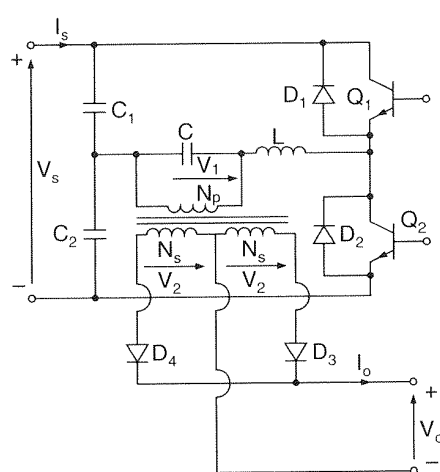
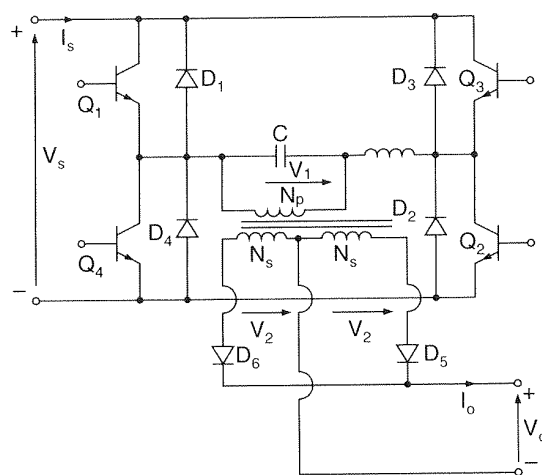
(b) A corrente média do transistor $I_A = I_s = 7{,}2$ A.

(c) Para um pulso senoidal de corrente no transistor, $I_A = I_p/\pi$ e a corrente máxima no transistor $I_p = 7{,}2\pi = 22{,}62$ A.

(d) Para um pulso senoidal de corrente, com condução de 180°, a corrente eficaz do transistor $I_R = I_p/2 = 11{,}31$ A.

(e) $V_{oc} = V_s = 100$ V.

Figura 13.2

Configurações para fontes de alimentação CC ressonantes.

(a) Inversor meia-ponte

(b) Inversor ponte completa

13.2.3 Fontes de Alimentação Bidirecionais

Em algumas aplicações, tais como carga e descarga de baterias, é desejável que se tenha a característica de fluxo bidirecional de potência. Uma fonte de alimentação bidirecional é mostrada na Figura 13.3. O sentido do fluxo de potência dependerá dos valores de V_o, V_S e da relação de espiras ($a = N_S/N_p$). Para o fluxo de potência da fonte para a carga, o inversor opera no modo de inversão se

$$V_O < aV_S \tag{13.6}$$

Para o fluxo de potência da saída para a entrada, o inversor opera como um retificador se

$$V_O > aV_S \tag{13.7}$$

Os conversores bidirecionais permitem que a corrente indutiva flua em ambos os sentidos e que o fluxo de corrente se torne contínuo.

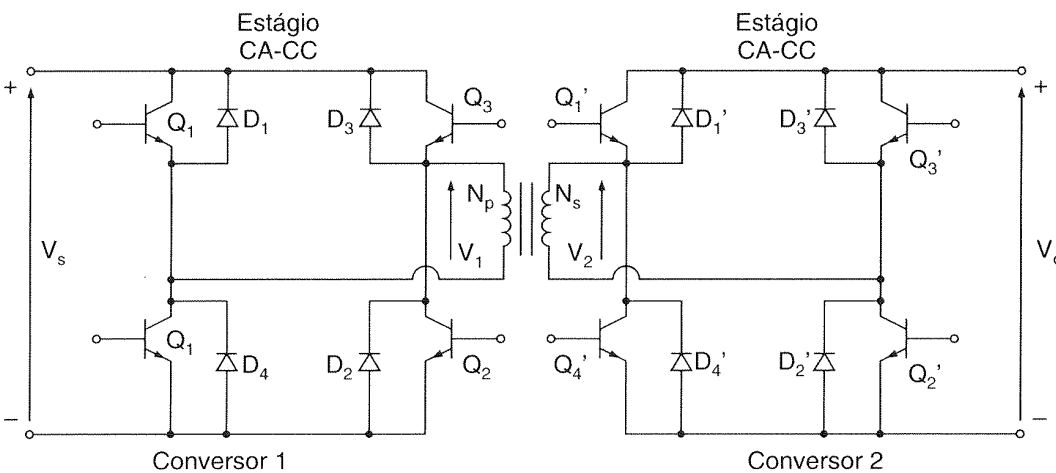



Figura 13.3

Fonte de alimentação CC bidirecional.

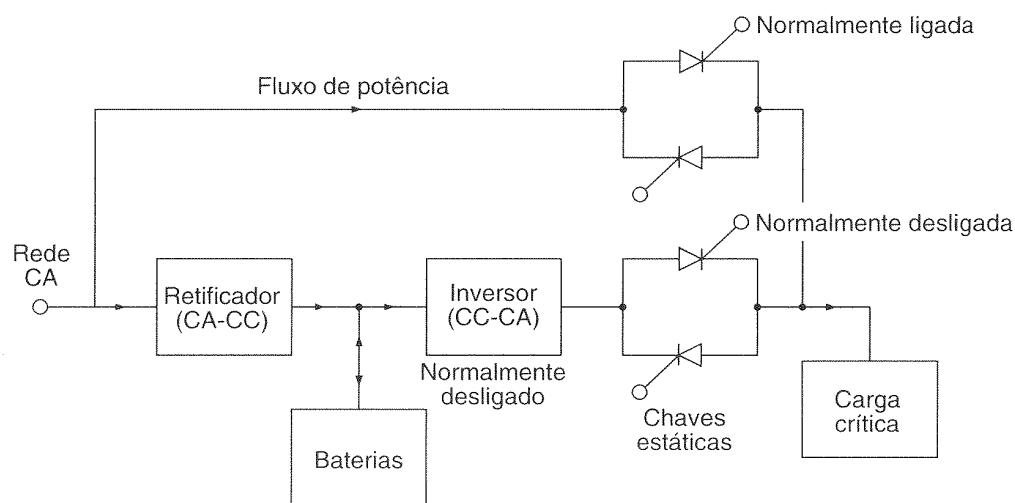
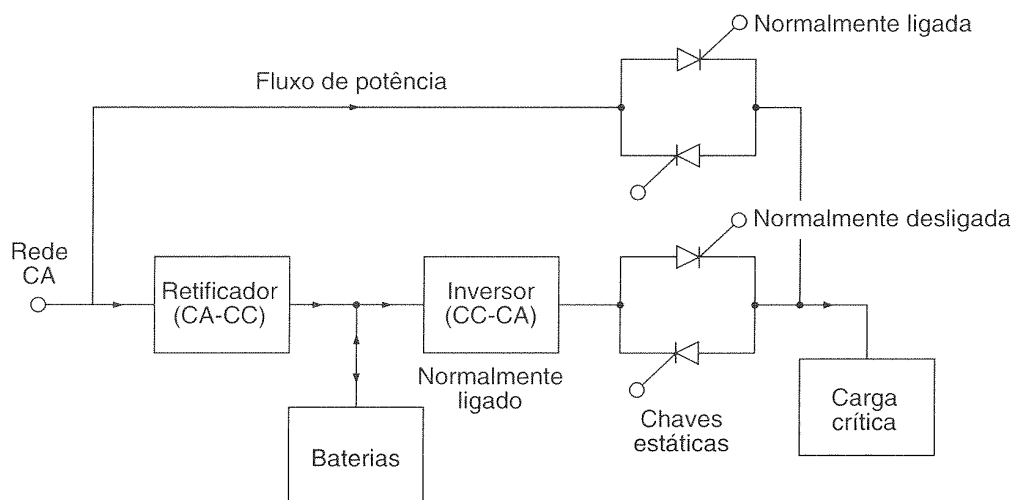
13.3 FONTES DE ALIMENTAÇÃO CA

As fontes de alimentação CA são comumente utilizadas como fontes *standby*[2] (fontes auxiliares) para cargas críticas em aplicações onde as fontes de alimentação CA normais não estão disponíveis. As fontes de alimentação *standby* também são conhecidas como sistemas de energia ininterrupta SEIs (do inglês *uninterruptible power supply systems – UPSs*). As duas configurações mais comumente utilizadas em SEIs são mostradas na

2 N .T.: O termo *fonte auxiliar*, embora não traduza corretamente *standby* – que significa de prontidão ou em estado de espera – é o que melhor se adapta à descrição deste.

Figura 13.4. A carga na configuração da Figura 13.4a em geral é conectada à rede CA e o retificador mantém a bateria, que alimenta o inversor, totalmente carregada. Se a alimentação principal (rede) falhar, a carga é chaveada para a saída do inversor, que passa a substituir a alimentação principal. Essa configuração requer a interrupção momentânea do circuito e a transferência através de uma chave de estado sólido normalmente requer de 4 a 5 ms. O chaveamento através de um contator mecânico pode levar de 30 a 50 ms. O inversor somente funciona durante o tempo em que a falha na alimentação permanece.

Figura 13.4

Configurações de SEIs.

(a) Carga normalmente conectada à rede CA

(b) Carga normalmente conectada ao inversor

O inversor na configuração da Figura 13.4b opera continuamente e sua saída é conectada à carga. Não há necessidade de interromper a alimentação no caso de uma falha na rede. O retificador alimenta o inversor e mantém carregada a bateria deste. O inversor pode ser utilizado para condicionar a alimentação para a carga, protegê-la contra transientes na rede e manter a freqüência da carga no valor desejado. Em caso de falha no inversor, a carga é chaveada para a rede.

A bateria, que alimenta o inversor, normalmente é do tipo níquel-cádmio ou ácido-ácido. A bateria de níquel-cádmio é preferível à de chumbo-ácido, pois seu eletrólito não é corrosivo e não emite gases explosivos. Ela tem uma vida mais longa devido à sua capacidade de suportar sobreaquecimento ou descargas. Entretanto, seu custo é pelo menos três vezes o das baterias de chumbo-ácido. Um arranjo alternativo de SEI é mostrado na Figura 13.5, que consiste de uma bateria, um inversor e uma chave estática. Em caso de falha na rede, a bateria alimenta o inversor. Quando a rede está presente, o inversor opera como um retificador e carrega a bateria. Nesse arranjo, o inversor tem de operar na freqüência fundamental de saída. Conseqüentemente, a característica de alta freqüência do inversor não é utilizada para a redução do tamanho do transformador. Similarmente às fontes de alimentação CC, as fontes CA podem ser classificadas em três tipos:

1. fonte de alimentação CA chaveadas;
2. fonte de alimentação CA ressonantes;
3. fonte de alimentação CA bidirecionais.

13.3.1 Fontes de Alimentação CA Chaveadas

O tamanho do transformador na Figura 13.5 pode ser reduzido através da adição de uma interligação CC de freqüência elevada, como mostrado na Figura 13.6. Há dois inversores. O inversor no lado da entrada opera com um controle PWM a uma freqüência muito elevada para reduzir o tamanho do transformador e do filtro CC na entrada do inversor do lado da saída. Este opera à freqüência de saída.

13.3.2 Fontes de Alimentação CA Ressonantes

O inversor do estágio de entrada na Figura 13.6 pode ser substituído por um inversor ressonante, como mostrado na Figura 13.7. O inversor no lado da saída opera com um controle PWM à freqüência da saída.

13.3.3 Fontes de Alimentação CA Bidirecionais

O retificador a diodos e o inversor de saída podem ser combinados por um cicloconversor com chaves bidirecionais, como mostrado na Figura 13.8. O cicloconversor converte a freqüência elevada CA em uma baixa freqüência CA. O fluxo de potência pode ser controlado em ambos os sentidos.

Figura 13.5

Arranjo de um SEI.

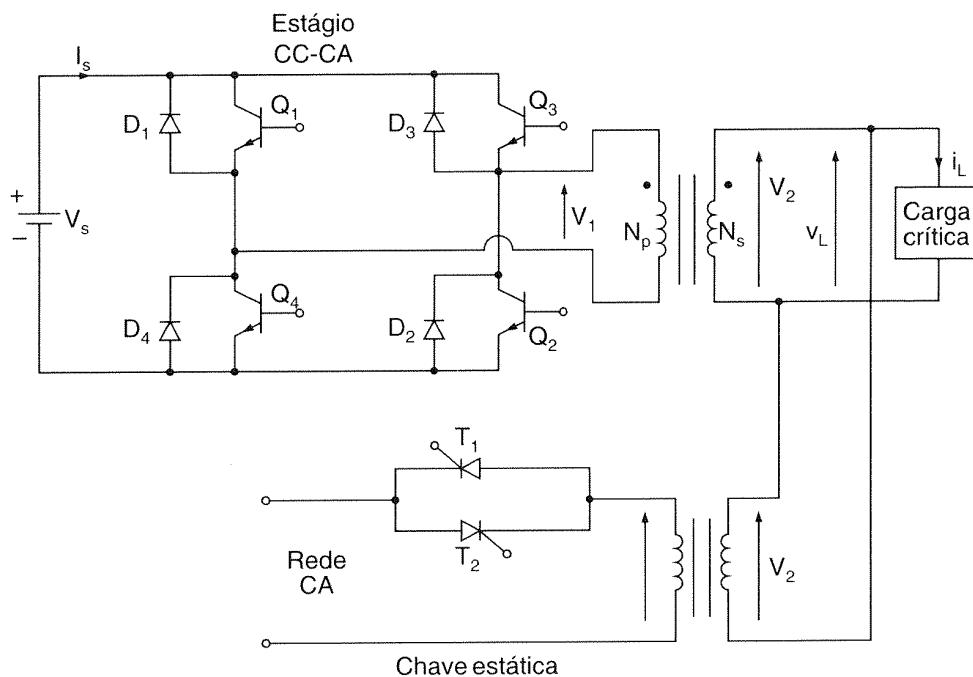



Figura 13.6

Fontes de alimentação CA chaveadas.

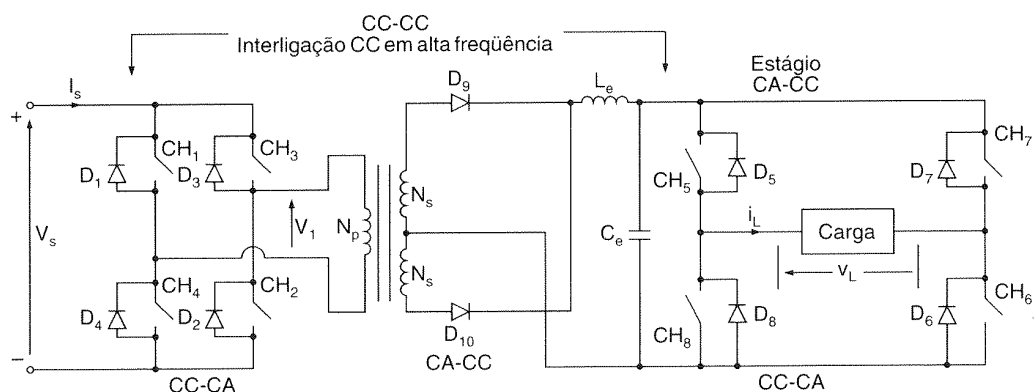



Figura 13.7

Fonte de alimentação CA ressonante.

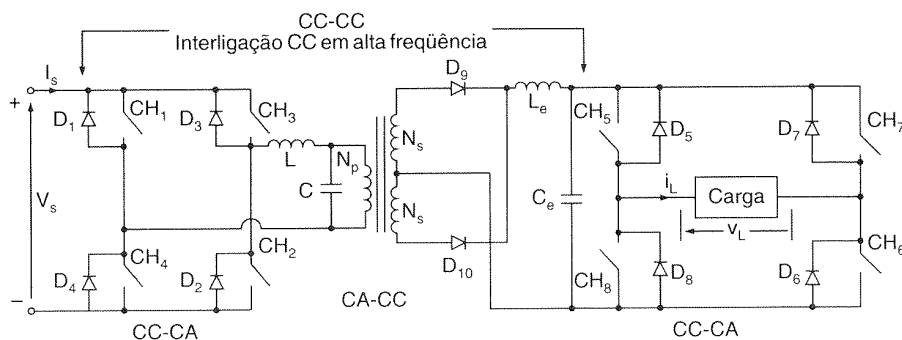
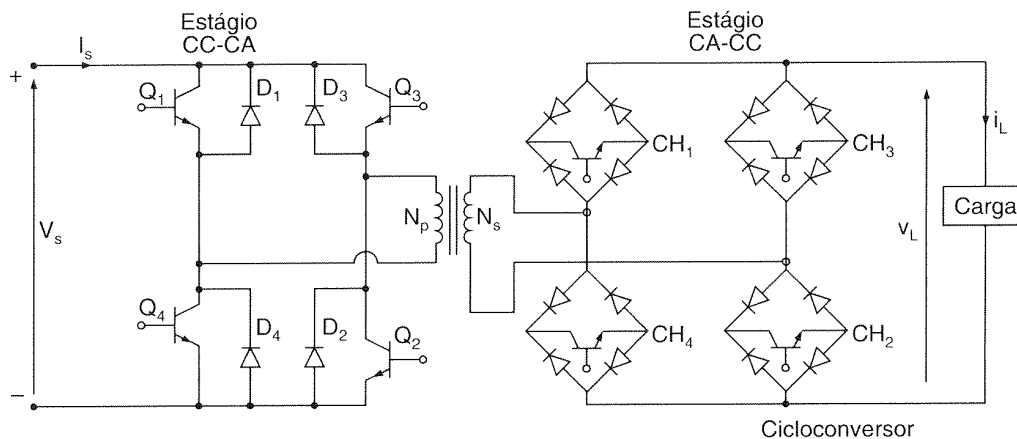



Figura 13.8

Fonte de alimentação CA bidirecional.

Exemplo 13.3

A resistência de carga da fonte de alimentação CA da Figura 13.6 é $R = 2{,}5\ \Omega$. A tensão CC de saída é $V_S = 100$ V. O inversor de entrada opera à freqüência de 20 kHz com um pulso por semiciclo. A queda de tensão em condução das chaves com transistores e diodos é desprezível. A relação de espiras do transformador é $a = N_S/N_p = 0{,}5$. O inversor de saída opera com um PWM uniforme de quatro pulsos por semiciclo. A largura de cada pulso é $\delta = 18°$. Determinar a corrente eficaz da carga. A ondulação de tensão na saída do retificador é desprezível. Desprezar as perdas no transformador e o efeito da carga na freqüência de ressonância.

Solução: A tensão eficaz de saída do inversor da entrada é $V_1 = V_s = 100$ V. A tensão eficaz secundária do transformador é $V_2 = aV_1 = 0{,}5 \times 100 = 50$ V. A tensão CC do retificador é $V_o = V_2 = 50$ V. Com a largura do pulso $\delta = 18°$, a Eq. (10.26) dá a tensão eficaz da carga $V_L = V_o \sqrt{(p\delta/\pi)} = 50 \sqrt{4 \times 18/180} = 31{,}6$ V. A corrente eficaz da carga $I_L = V_L/R = 31{,}6/2{,}5 = 12{,}64$ A.

13.4 CONVERSÕES EM MULTIESTÁGIOS

Se a entrada for uma fonte CA, é necessário um retificador no estágio de entrada, como mostrado na Figura 13.9, havendo quatro conversões: CA-CC-CA-CC-CA. O par retificador e inversor pode ser substituído por um conversor com chaves bidirecionais CA, como mostrado na Figura 13.10. As funções de chaveamento desse conversor podem ser sintetizadas para combinar as funções do retificador e do inversor. Esse conversor, que converte CA-CA diretamente, é chamado de cicloconversor de comutação forçada. As conversões CA-CC-CA-CC-CA na Figura 13.9 podem ser realizadas por dois cicloconversores de comutação forçada, como mostrado na Figura 13.10.

13.5 CONDICIONAMENTO DO FATOR DE POTÊNCIA

Os retificadores com diodos são os circuitos mais comumente utilizados para aplicação onde a alimentação de entrada é CA (por exemplo, computadores, telecomunicações, iluminação fluorescente e ar-condicionado). O fator de potência dos retificadores com diodos para uma carga resistiva pode ser da ordem de 0,9 e é menor para cargas reativas. Com o auxílio de uma técnica moderna de controle, a corrente de entrada dos retificadores pode ser feita senoidal e em fase com a tensão de entrada, levando, dessa forma, o fator de potência a ser aproximadamente unitário. Um circuito com fator de potência unitário, que combine um retificador em ponte e um *chopper* elevador, é mostrado na Figura 13.11a. A corrente de entrada do *chopper* é controlada para acompanhar a forma de onda retificada da tensão de entrada senoidal, através de controle PWM. Os sinais do controle PWM podem ser gerados utilizando-se uma técnica de histerese (do inglês *bang-bang hysteresis – BBH*), similar à modulação delta da Figura 10.27. Essa técnica, que é mostrada na Figura 13.11b, tem a vantagem de fazer o controle instantâneo da corrente, resultando em uma resposta rápida. Entretanto, a freqüência de chaveamento não é constante e varia em uma ampla faixa durante cada semiciclo da tensão CA de entrada. A freqüência também é sensível aos valores dos componentes do circuito.

Figura 13.9

Conversões em multiestágios.

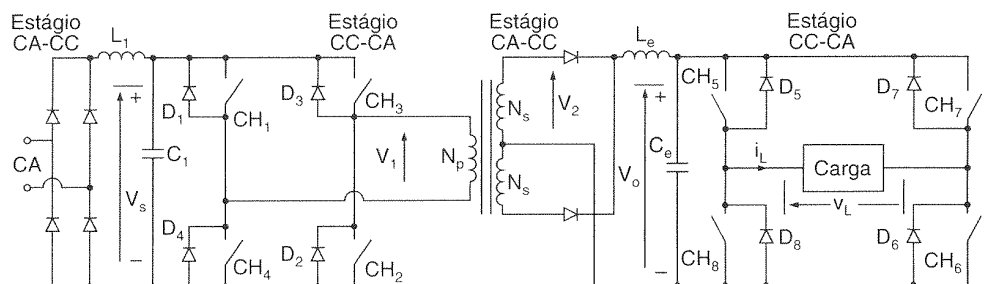



Figura 13.10

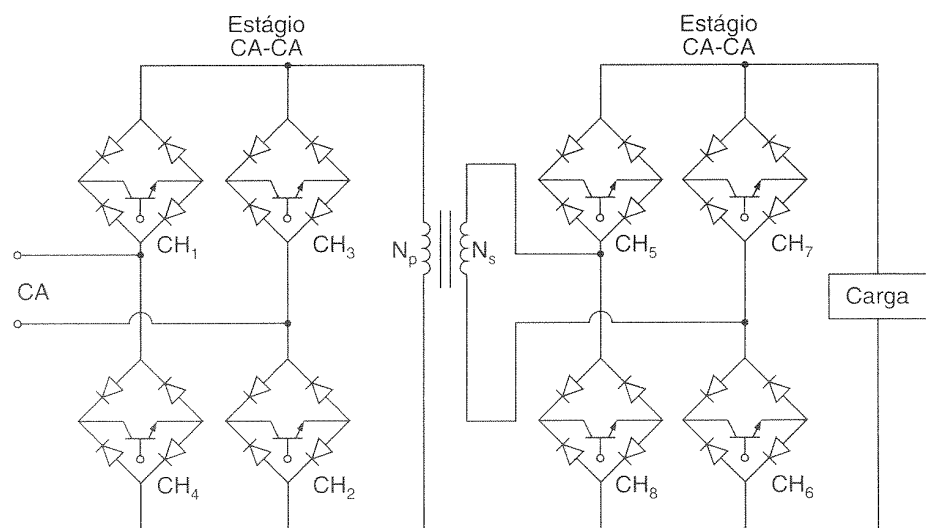
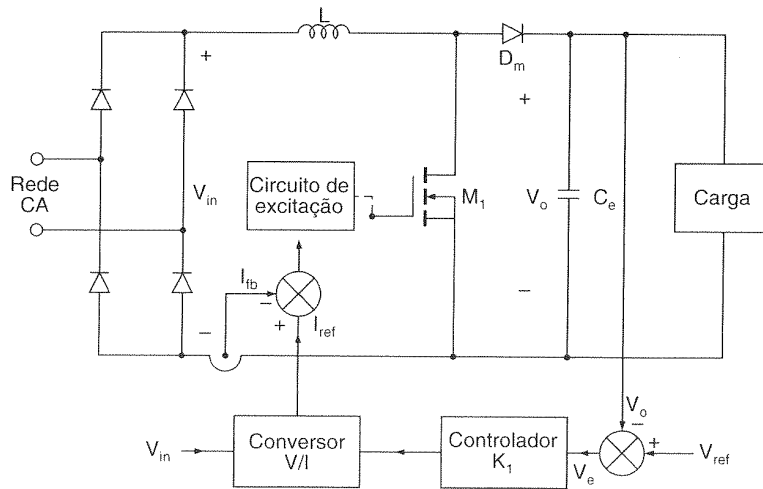
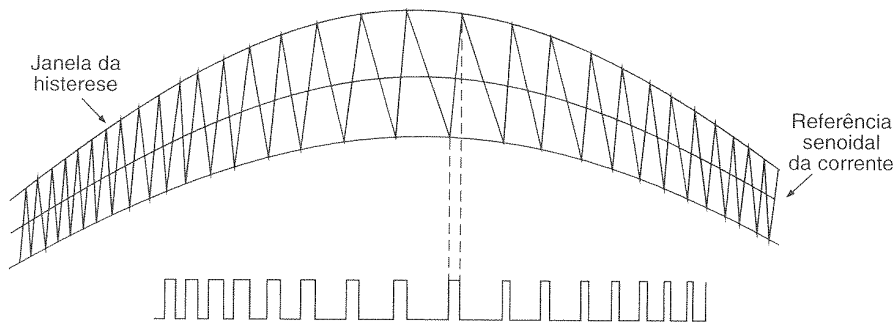
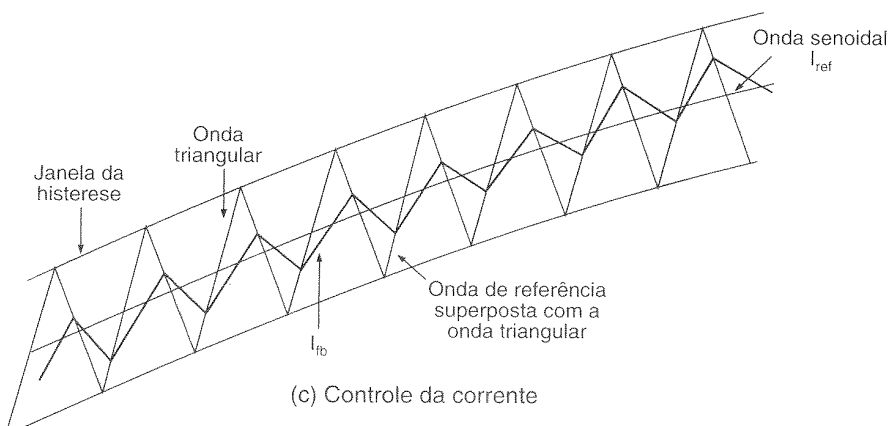
Cicloconversores com chaves bidirecionais.

(a) Arranjo do circuito

(b) Sinais de comando para o controle da corrente pela histerese *(bang-bang)*

(c) Controle da corrente

Figura 13.11

Condicionamento do fator de potência dos retificadores com diodos.

A freqüência de chaveamento pode ser mantida constante utilizando-se a média entre a corrente de referência I_{ref} e a corrente de realimentação I_{fb} durante um período de chaveamento. Isso é mostrado na Figura 13.11c. I_{ref} é comparada com I_{fb}. Se se a média entre a corrente de referência $I_{ref} > I_{fb}$, o ciclo de trabalho é maior que 50%. Para $I_{ref} = I_{fb}$, o ciclo de trabalho é de 50%. Para $I_{ref} < I_{fb}$, o ciclo de trabalho é menor que 50%. O erro é forçado a manter-se entre o máximo e o mínimo da forma de onda triangular e a corrente do indutor segue a onda senoidal de referência, que é superposta a uma forma de onda triangular. A corrente de referência I_{ref} é gerada a partir da tensão de erro V_e (= $V_{ref} - V_o$) e da tensão de entrada V_{in} para o *chopper* elevador.

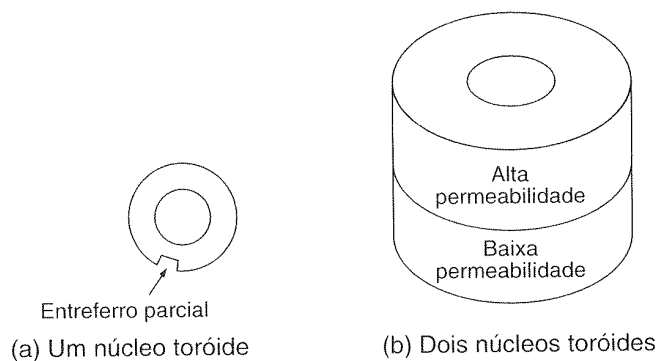
13.6 CONSIDERAÇÕES MAGNÉTICAS

Se houver qualquer desequilíbrio CC, o núcleo do transformador poderá saturar, resultando em uma corrente de magnetização elevada. Um núcleo ideal deve exibir uma permeabilidade relativa muito alta na região de operação normal e, sob condições de desequilíbrio CC, não deve entrar em forte saturação. Esse problema de saturação pode ser minimizado tendo-se duas regiões de permeabilidade no núcleo – uma região de baixa permeabilidade e outra de alta. Um entreferro de ar (do inglês *air gap*) pode ser inserido, como mostrado no toróide da Figura 13.12, onde a parte interna tem uma permeabilidade elevada e a externa tem uma permeabilidade relativamente baixa. Em operação normal, o fluxo se concentra na parte interna. Em caso de saturação, ele tem de fluir através da região externa, que possui uma permeabilidade mais baixa devido ao entreferro de ar, o que possibilita ao núcleo não entrar em saturação forte. Como mostrado na Figura 13.12b, dois toróides com permeabilidades alta e baixa podem ser combinados.

Figura 13.12

Núcleos com duas regiões de permeabilidade.

(a) Um núcleo toróide

(b) Dois núcleos toróides

RESUMO

As fontes de alimentação industriais são de dois tipos: CC e CA. Em uma conversão de um único estágio, o transformador de isolação tem de operar à freqüência de saída. Para reduzir o tamanho do transformador e atender às especificações industriais, normalmente são necessárias conversões em multiestágios. Há várias topologias de fontes de alimentação, dependendo dos requisitos de saída e da complexidade aceitável. Os conversores com chaves bidirecionais, que permitem o controle do fluxo de potência em ambos os sentidos, requerem funções de sintetização do chaveamento para se obterem as formas de onda desejadas de saída.

REFERÊNCIAS

E. D. WEICHMAN, P. D. ZIOGAS e V. R. STEFANOVIC. "A novel bilateral power conversion scheme for variable frequency static power supplies". *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. Ia21, n. 5, 1985, pp. 1126-33.

I. J. PITEL. "Phase-modulated resonant power conversion techniques for high frequency link inverters". *IEEE Industry Applications Society Conference Record*, 1985, pp. 1163-72.

I. TAKAHASHI. "Power factor improvements of a diode rectifier circuit by dither signals". *Conference Proceedings of the IEEE-IAS Annual Meeting*, Seattle, Wash., outubro de 1990, pp. 1279-94.

K. A. HADDAD, T. KRISHNAN e V. RAJAGOPALOAN. "Dc to dc converters with high frequency ac link". *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA22, n. 2, 1986, pp. 244-54.

M. KAZERANI, P. D. ZIOGAS e G. JOOS. "A novel active current waveshaping technique for solid-state input power factor conditioners". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. IE38, n. 1, 1991, pp. 72-8.

P. D. ZIOGAS, S. I. KHAN e M. H. RASHID. "Analysis and design of cycloconverter structures with improved transfer characteristics". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. IE33, n. 3, 1986, pp. 271-80.

R. E. HNATEK. *Design of Solid-State Power Supplies*. Nova Iorque: Van Nostrand Reinhold Company, Inc., 1981.

S. MANIAS e P. D. ZIOGAS. "A novel sine wave in ac-dc converter with high frequency transformer isolation". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. vol. IE32, n. 4, 1985, pp. 430-8.

QUESTÕES DE REVISÃO

13.1 Quais são as especificações normais das fontes de alimentação?

13.2 Quais são os tipos de fontes de alimentação em geral?

13.3 Quais são os três tipos de fonte de alimentação CC?

13.4 Quais são os três tipos de fonte de alimentação CA?

13.5 Quais são as vantagens e desvantagens da conversão em um único estágio?

13.6 Quais são as vantagens e desvantagens das fontes de alimentação chaveadas?

13.7 Quais são as vantagens e desvantagens das fontes de alimentação ressonantes?

13.8 Quais são as vantagens e desvantagens das fontes de alimentação bidirecionais?

13.9 Quais são as vantagens e desvantagens dos conversores *flyback*?

13.10 Quais são as vantagens e desvantagens dos conversores *push-pull*?

13.11 Quais são as vantagens e desvantagens dos conversores meia-ponte?

13.12 Quais são as várias configurações das fontes de alimentação CC ressonantes?

13.13 Quais são as vantagens e desvantagens das fontes de alimentação com estágio de interligação em alta freqüência?

13.14 Qual é o arranjo geral dos SEIs?

13.15 Quais são os problemas dos núcleos dos transformadores?

13.16 Qual é o princípio do condicionamento do fator de potência nos retificadores com diodos?

PROBLEMAS

13.1 A tensão de saída do circuito *push-pull* da Figura 13.1c é $V_o = 24$ V a uma carga resistiva de $R = 0{,}4\ \Omega$. As quedas de tensão em condução dos transistores e diodos são $V_t = 1{,}2$ V e $V_d = 0{,}7$ V, respectivamente. A relação de espiras do transformador é $a = N_s/N_p = 0{,}5$. Determinar **(a)** a corrente média de entrada I_s, **(b)** a eficiência η, **(c)** a corrente média do transistor I_A, **(d)** a corrente máxima do transistor I_p, **(e)** a corrente eficaz do transistor I_R e **(f)** a tensão de circuito aberto do transistor V_{oc}. Desprezar as perdas no transformador e as ondulações da corrente de carga e da alimentação de entrada.

13.2 Repetir o Problema 13.1 para o circuito da Figura 13.1b, para $k = 0{,}5$.

13.3 Repetir o Problema 13.1 para o circuito da Figura 13.1d.

13.4 Repetir o Problema 13.1 para o circuito da Figura 13.1e.

13.5 A tensão de saída CC do circuito meia-ponte da Figura 13.2a é $V_o = 24$ V a uma resistência de carga de $R = 0{,}8\ \Omega$. O inversor opera à freqüência ressonante. Os parâmetros do circuito são $C_1 = C_2 = C = 2\ \mu$F, $L = 5\ \mu$H e $R = 0$. A tensão CC de entrada é $V_s = 50$ V. As quedas de tensão em condução dos transistores e diodos são desprezíveis. A relação de espiras do transformador é $a = N_s/N_p = 0{,}5$. Determinar **(a)** a corrente média de entrada I_s, **(b)** a corrente média do transistor I_A, **(c)** a corrente máxima do transistor I_p, **(d)** a corrente eficaz do transistor I_R e **(e)** a tensão de circuito aberto do transistor V_{oc}. Desprezar as perdas no transformador e o efeito da carga na freqüência de ressonância.

13.6 Repetir o Problema 13.5 para o circuito ponte completa da Figura 13.2b.

13.7 A resistência de carga da fonte de alimentação CA da Figura 13.5 é $R = 1{,}5\ \Omega$. A tensão CC de entrada é $V_s = 24$ V. O inversor de entrada opera a 400 Hz com um PWM uniforme de oito pulsos por semiciclo e a largura de cada pulso é $\delta = 20°$. As quedas de tensão em condução das chaves com transistores e diodos são desprezíveis. A relação de espiras do transformador é $a = N_s/N_p = 4$. Determinar a corrente eficaz da carga. Desprezar as perdas no transformador e o efeito da carga na freqüência de ressonância.

13.8 A resistência de carga da fonte de alimentação CA da Figura 13.6 é $R = 1{,}5\ \Omega$. A tensão CC de entrada é $V_s = 24$ V. O inversor de entrada opera à freqüência de 20 kHz com um PWM uniforme de quatro pulsos por semiciclo e a largura de cada pulso é $\delta_i = 40°$. As quedas de tensão dos transistores e diodos são desprezíveis. A relação de espiras do transformador é $a = N_s/N_p = 0{,}5$. O inversor de saída opera com um PWM uniforme de oito pulsos por semiciclo e a largura de cada pulso é $\delta_0 = 20°$. Determinar a corrente eficaz da carga. A ondulação de tensão na saída do retificador é desprezível. Desprezar também as perdas no transformador e o efeito da carga na freqüência de ressonância.

Acionamentos CC

14.1 INTRODUÇÃO

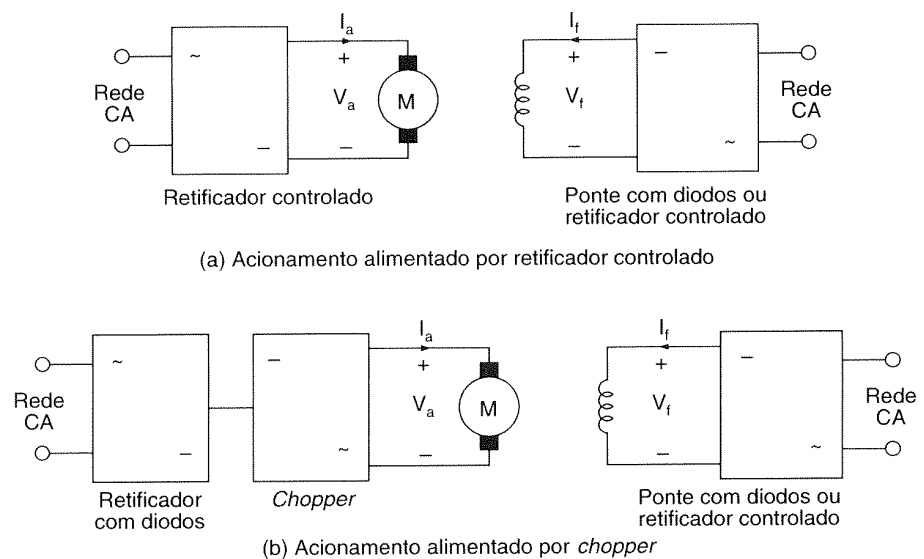
As máquinas de corrente contínua (máquinas CC) têm características variáveis e são amplamente utilizadas em acionamentos de velocidade variável. As máquinas CC podem fornecer um torque elevado na partida e também é possível obter controle de velocidade em uma ampla faixa. Os métodos de controle de velocidade são normalmente mais simples e baratos que os acionamentos CA. As máquinas CC têm um papel significativo nos acionamentos industriais modernos. Tanto as máquinas CC em série quanto as de excitação separada são em geral utilizadas em acionamentos de velocidade variável, mas as máquinas em série são tradicionalmente empregadas para aplicações de tração. Devido aos comutadores, as máquinas CC não são adequadas para aplicações de velocidade muito elevada e requerem mais manutenção que as máquinas CA. Com os recentes avanços na conversão de potência, técnicas de controle e microcomputadores, os acionamentos de máquinas CA estão se tornando competitivos, em um ritmo crescente, com os acionamentos de máquinas CC. Apesar de a tendência para o futuro ser a utilização dos acionamentos CA, os acionamentos CC atualmente são utilizados em muitas indústrias. Ainda pode levar algumas décadas para que os acionamentos CC sejam completamente substituídos pelos CA.

Os retificadores controlados fornecem uma tensão CC de saída variável a partir de uma tensão CA fixa, enquanto os *choppers* podem fornecer uma tensão CC variável a partir de uma tensão CC fixa. Devido à sua capacidade de fornecer uma tensão CC continuamente variável, os retificadores controlados e *choppers* fizeram uma revolução nos equipamentos de controle industrial modernos e acionamentos de velocidade variável, com os níveis de potência variando de frações de cavalos-vapor a vários megawatts.

Os retificadores controlados geralmente são utilizados para o controle de velocidade de máquinas CC, como mostrado na Figura 14.1a. Uma forma alternativa seria um retificador com diodos seguido por um *chopper*, como mostrado na Figura 14.1b. Geralmente, os acionamentos CC podem ser classificados em três tipos:

1. acionamentos monofásicos;
2. acionamentos trifásicos;
3. acionamentos com *choppers*.

Figura 14.1

Acionamentos alimentados por retificador controlado e *chopper*.

14.2 CARACTERÍSTICAS BÁSICAS DAS MÁQUINAS CC

O circuito equivalente para a máquina CC de excitação separada é mostrado na Figura 14.2. Quando uma máquina de excitação separada é alimentada com uma corrente de campo de i_f e uma corrente de armadura i_a flui no circuito de armadura, a máquina desenvolve uma força contra-eletromotriz (*fcem*) e um torque para equilibrar o torque da carga a uma determinada velocidade. A corrente de campo i_f de uma máquina CC de excitação separada é independente da corrente da armadura i_a e qualquer variação na corrente de armadura não produz qualquer efeito na corrente de campo. A corrente de campo normalmente é muito menor que a corrente de armadura.

As equações descrevendo as características de uma máquina CC de excitação separada podem ser determinadas a partir da Figura 14.2. A corrente instantânea do campo i_f é descrita como

$$v_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt}$$

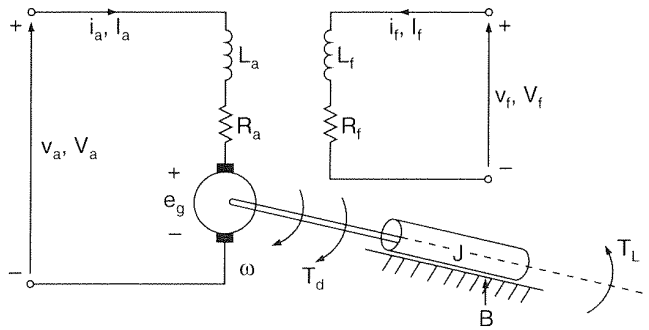



Figura 14.2

Circuito equivalente das máquinas CC de excitação separada.

A corrente instantânea da armadura pode ser encontrada a partir de

$$v_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e_g$$

A força contra-eletromotriz, que também é conhecida como *tensão da velocidade* ou simplesmente *fcem*, é expressa como

$$e_g = K_v \omega i_f$$

O torque desenvolvido pela máquina é

$$T_d = K_t i_f i_a$$

O torque desenvolvido tem de ser igual ao torque de carga:

$$T_d = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega + T_L$$

onde ω = velocidade da máquina, em rad/s;

B = constante de atrito, em N · m/rad/s;

K_v = constante de tensão, em V/A-rad/s;

K_t = K_v = constante de torque;

L_a = indutância do circuito de armadura, em H;

L_f = indutância do circuito de campo, em H;

R_a = resistência do circuito de armadura, em Ω;

R_f = resistência do circuito de campo, em Ω;

T_L = torque da carga, em N · m.

Em condições de regime permanente, as derivadas no tempo dessas equações são zero e as grandezas médias de regime permanente são:

$$V_f = R_f I_f \tag{14.1}$$

$$E_g = K_v \omega I_f \tag{14.2}$$

$$V_a = R_a I_a + E_g$$

$$= R_a I_a + K_v \omega I_f \tag{14.3}$$

$$T_d = K_t I_f I_a \tag{14.4}$$

$$= B\omega + T_L \tag{14.5}$$

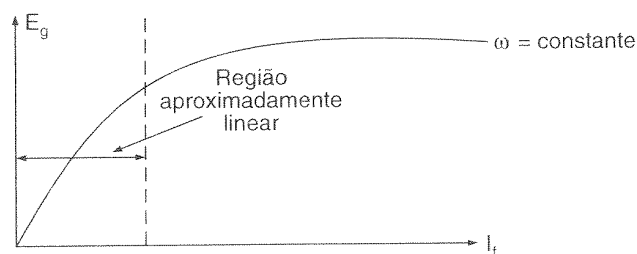
A potência desenvolvida é

$$P_d = T_d \omega \tag{14.6}$$

A relação entre a corrente de campo I_f e a *fcem* E_g é não-linear devido à saturação magnética. A relação, que é mostrada na Figura 14.3, é conhecida como *curva característica de magnetização* da máquina. A partir da Eq. (14.3), a velocidade de uma máquina CC de excitação separada pode ser encontrada por

$$\omega = \frac{V_a - R_a I_a}{K_v} = \frac{V_a - R_a I_a}{K_v V_f / R_f} \tag{14.7}$$

Figura 14.3

Curva característica de magnetização.

Pode-se notar, a partir da Eq. (14.7), que é possível variar a velocidade da máquina através do controle (1) da tensão da armadura V_a, conhecido como *controle por tensão*; (2) da corrente do campo I_f, conhecido como *controle do campo*; ou (3) da demanda do torque, que corresponde a uma corrente de armadura I_a, para uma corrente fixa de campo I_f. A velocidade que corresponde à tensão nominal da armadura, corrente nominal do campo e corrente nominal da armadura é conhecida como *velocidade-base* ou *nominal*.

Na prática, para uma velocidade menor que a velocidade nominal, as correntes da armadura e do campo são mantidas constantes para alcançar a demanda do torque e a tensão da armadura V_a é variada para controlar a velocidade. Para uma velocidade maior que a nominal, a tensão da armadura é mantida no valor nominal e a corrente de campo é variada (diminuída) para controlar a velocidade. Entretanto, a potência desenvolvida pela máquina (= torque × velocidade) é mantida constante. A Figura 14.4 mostra as curvas características de torque, potência, corrente da armadura e do campo em função da velocidade.

O campo de uma máquina CC pode ser conectado em série com o circuito da armadura, como mostrado na Figura 14.5, e esse tipo de máquina é chamado de *máquina* ou *motor em série*. O circuito de campo é projetado para suportar a corrente da armadura. As grandezas médias em regime permanente são

$$E_g = K_v \omega I_a \tag{14.8}$$

$$V_a = (R_a + R_f) I_a + E_g \tag{14.9}$$

$$= (R_a + R_f) I_a + K_v \omega I_f \tag{14.10}$$

$$T_d = K_t I_a I_f \tag{1411}$$

$$= B\omega + T_L$$

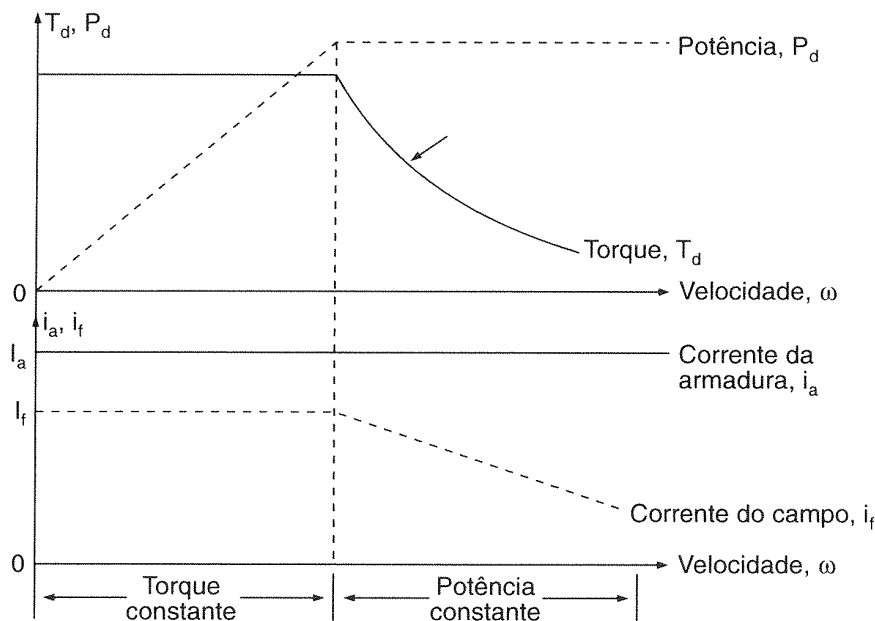
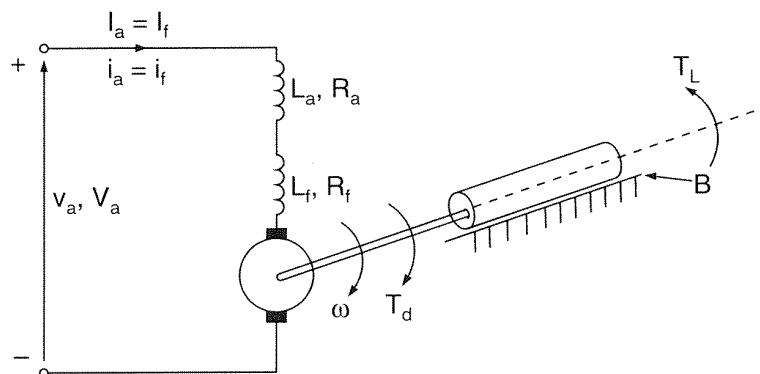



Figura 14.4

Curvas características das máquinas CC de excitação separada.

Figura 14.5

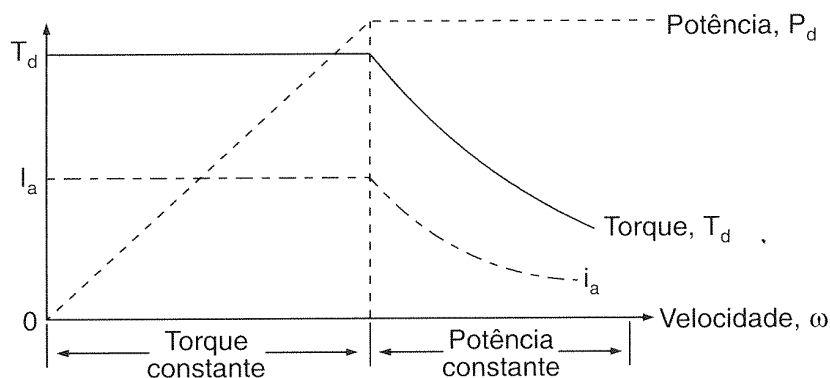
Circuito equivalente da máquina CC em série.

A velocidade da máquina em série pode ser determinada a partir da Eq. (14.10):

$$\omega = \frac{V_a - (R_a + R_f) I_a}{K_v I_a} \tag{14.12}$$

A velocidade pode ser variada controlando-se (1) a tensão da armadura V_a ou (2) a corrente da armadura, que é uma medida da demanda do torque. A Eq. (14.11) indica que uma máquina em série pode fornecer um torque elevado, especialmente na partida; por isso, as máquinas em série são comumente utilizadas em aplicações de tração.

Para uma velocidade até a nominal, a tensão da armadura é variada e o torque é mantido constante. Uma vez que a tensão nominal da armadura é aplicada, a relação velocidade-torque segue a curva característica natural da máquina e a potência (= torque × velocidade) permanece constante. Quando a demanda de torque é reduzida, a velocidade aumenta. Para uma carga muito leve, a velocidade poderia ser muito elevada, e não é aconselhável operar uma máquina CC em série sem carga (a vazio). A Figura 14.6 mostra as curvas características das máquinas CC em série.

Figura 14.6

Curvas características das máquinas CC em série.

Exemplo 14.1

Uma máquina CC de 15 hp, 220 V e 2000 rpm, de excitação separada, controla uma carga que requer torque de $T_L = 45\ \text{N} \cdot \text{m}$ a uma velocidade de 1200 rpm. A resistência do circuito de campo é $R_f = 147\ \Omega$, a resistência do circuito de armadura é $R_a = 0{,}25\ \Omega$ e a constante de tensão da máquina é $K_v = 0{,}7032\ \text{V/A-rad/s}$. A tensão do campo é $V_f = 220\ \text{V}$. As perdas por atrito e a vazio são desprezíveis. A corrente da armadura pode ser considerada contínua e livre de ondulação. Determinar (a) a *fcem* E_g, (b) a tensão necessária da armadura V_a e (c) a corrente nominal da armadura da máquina.

Solução: $R_f = 147\ \Omega$, $R_a = 0{,}25\ \Omega$, $K_v = K_t = 0{,}7032\ \text{V/A-rad/s}$, $V_f = 220\ \text{V}$, $T_d = T_L = 45\ \text{N} \cdot \text{m}$, $\omega = 1200\,\pi/30 = 125{,}66\ \text{rad/s}$ e $I_f = 220/147 = 1{,}497\ \text{A}$.

(a) A partir da Eq. (14.4), $I_a = 45/(0{,}7032 \times 1{,}497) = 42{,}75\ \text{A}$. A partir da Eq. (14.2), $E_g = 0{,}7032 \times 125{,}66 \times 1{,}497 = 132{,}28\ \text{V}$.

(b) A partir da Eq. (14.3), $V_a = 0{,}25 \times 42{,}75 + 132{,}28 = 142{,}97\ \text{V}$.

(c) Como 1 hp é igual a 746 W, $I_{\text{nominal}} = 15 \times 746/220 = 50{,}87\ \text{A}$.

14.3 MODOS DE OPERAÇÃO

Em aplicações de velocidade variável, uma máquina CC pode ser operada em um ou mais dos seguintes modos: motor, frenagem regenerativa, frenagem dinâmica, plugueamento e quatro quadrantes.

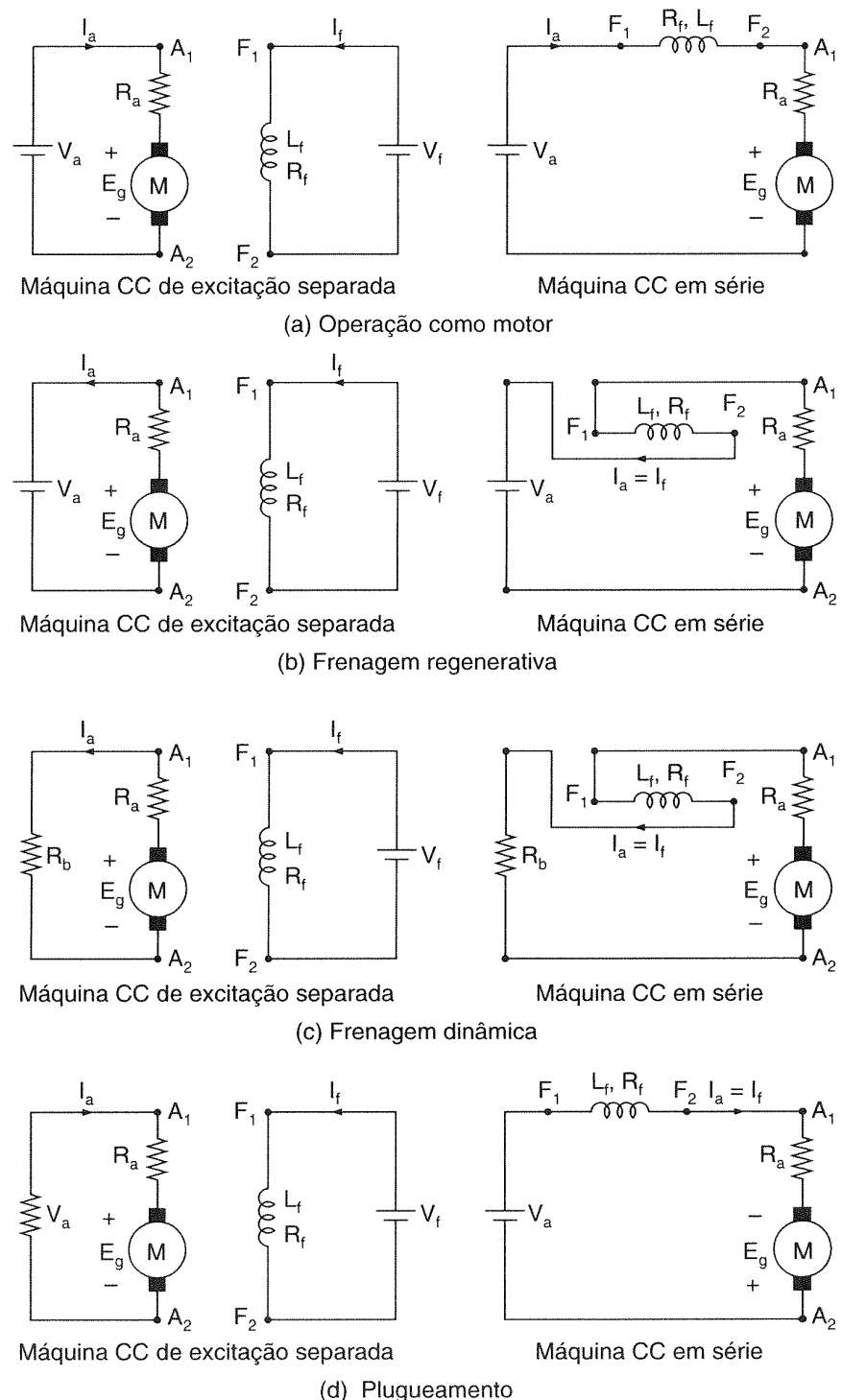
Operação como motor. Os arranjos para a operação como motor são mostrados na Figura 14.7a. A *fcem* E_g é menor que a tensão de alimentação V_a. Ambas as correntes, da armadura e do campo, são positivas. A máquina desenvolve torque para atender à demanda da carga.

Frenagem regenerativa. Os arranjos para a frenagem regenerativa são mostrados na Figura 14.7b. A máquina age como um gerador e desenvolve uma tensão induzida E_g. E_g tem de ser maior que a tensão da alimentação V_a. A corrente da armadura é negativa, mas a corrente do campo é positiva. A energia cinética da máquina é devolvida para a alimentação. Uma máquina em série normalmente é conectada como gerador auto-excitado. Para a auto-excitação é necessário que a corrente de campo ajude o fluxo residual. Isso normalmente é conseguido invertendo-se os terminais da armadura ou do campo.

Frenagem dinâmica. Os arranjos mostrados na Figura 14.7c são similares aos da frenagem regenerativa, exceto que a tensão de alimentação V_a é substituída por uma resistência de frenagem R_b. A energia cinética da máquina é dissipada em R_b.

Plugueamento. O plugueamento é um tipo de frenagem. As conexões para o plugueamento são mostradas na Figura 14.7d. Os terminais da armadura são invertidos durante a operação. A tensão da alimentação V_a e a tensão induzida E_g agem no mesmo sentido. A corrente da armadura é invertida, produzindo assim um torque frenante. A corrente de campo é positiva. Para uma máquina em série, tanto os terminais da armadura quanto do campo podem ser invertidos, porém não ambos.

Figura 14.7

Modos de operação.

Quatro quadrantes. A Figura 14.8 mostra as polaridades da tensão de alimentação V_a, da *fcem* E_g e da corrente da armadura I_a para uma máquina CC de excitação separada. Na operação como motor, em sentido direto (quadrante I), V_a, E_g e I_a são todos positivos. O torque e a velocidade também são positivos nesse quadrante.

Durante a frenagem no sentido direto (quadrante II), a máquina opera no sentido direto e a força eletromotriz (*fem*) induzida E_g continua a ser positiva. Para o torque ser negativo e o sentido do fluxo de energia inverter, a corrente da armadura tem de ser negativa. A tensão da alimentação V_a deve ser mantida menor que E_g.

Na operação como motor no sentido reverso (quadrante III), V_a, E_g e I_a são todos negativos. O torque e a velocidade também são negativos nesse quadrante. Para manter o torque negativo e o fluxo de energia da fonte para a máquina, a *fcem* E_g tem de satisfazer a condição $|V_a| > |E_g|$. A polaridade de E_g pode ser invertida mudando-se o sentido da corrente de campo ou invertendo-se os terminais da armadura.

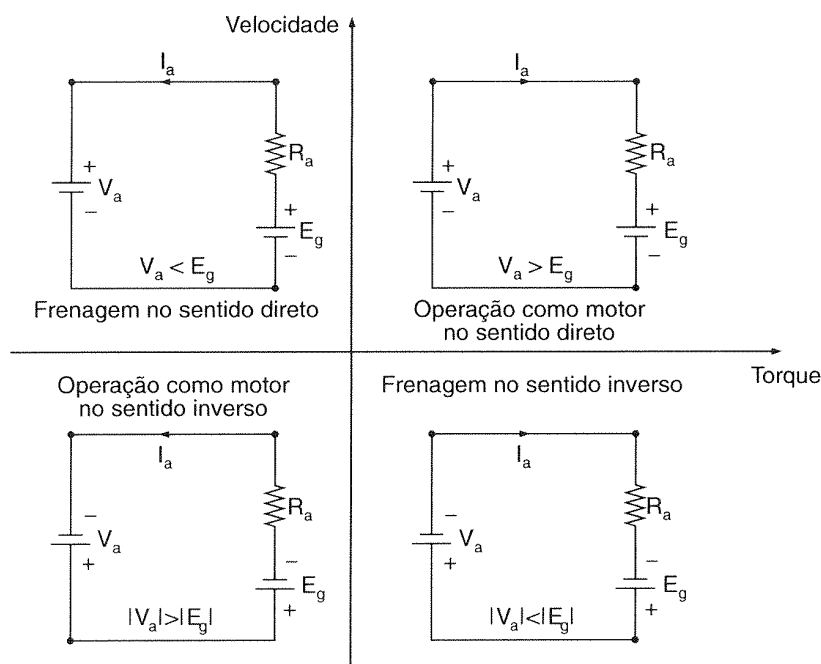



Figura 14.8

Condições para os quatro quadrantes.

Durante a frenagem regenerativa (quadrante IV), a máquina opera no sentido inverso. V_a e E_g continuam negativos. Para o torque ser positivo e a energia fluir da máquina para a fonte, a corrente da armadura tem de ser positiva. A *fem* induzida E_g tem de satisfazer a condição $|V_a| < |E_g|$.

14.4 ACIONAMENTOS MONOFÁSICOS

Se o circuito de armadura de uma máquina CC for conectado à saída de um retificador controlado monofásico, a tensão da armadura pode ser alterada variando-se o ângulo de disparo do conversor α_a. Os conversores CA-CC de comutação forçada também podem ser utilizados para melhorar o fator de potência e reduzir os harmônicos. O arranjo do circuito básico para um conversor monofásico alimentando uma máquina CC de excitação separada é mostrado na Figura 14.9. A um ângulo de disparo grande, a corrente da armadura pode ser descontínua e isso aumenta as perdas na máquina. Um indutor de alisamento L_m normalmente é conectado em série com o circuito de armadura para reduzir a ondulação de corrente a um nível aceitável. Um conversor também é aplicado no circuito de campo para controlar a corrente de campo, variando-se o ângulo de disparo α_f. Para operar a máquina em um modo particular, normalmente é necessário utilizar contatores para a reversão do circuito da armadura, como mostrado na Figura 14.10a, ou do circuito de campo, como é mostrado na Figura 14.10b. Para evitar surtos de tensão induzida, a reversão do campo ou da armadura é realizada com corrente de armadura igual a zero. O ângulo de disparo normalmente é ajustado para dar uma corrente igual a zero; e adicionalmente um tempo morto de 2 a 10 ms é fornecido para assegurar que a corrente de armadura se torne zero. Em virtude de a constante de tempo do enrolamento de campo ser relativamente grande, a reversão do campo leva um tempo mais longo. Um conversor controlado ou semi pode ser utilizado para variar a tensão do campo, mas em geral é preferível o conversor controlado. Devido à capacidade de inverter a tensão, um conversor controlado pode reduzir a corrente de campo muito mais rapidamente que um semicontrolado. Dependendo do tipo de conversores monofásicos, os acionamentos monofásicos podem ser subdivididos em:

1. acionamentos com conversores monofásicos de meia-onda;
2. acionamentos com conversores monofásicos semicontrolados;
3. acionamentos com conversores monofásicos controlados;
4. acionamentos com conversores duais monofásicos.

Figura 14.9

Arranjo básico do circuito para um acionamento CC monofásico.

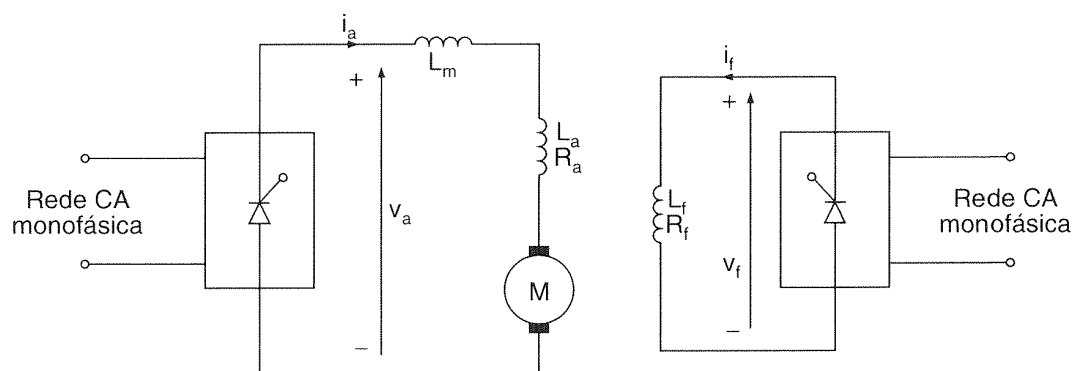
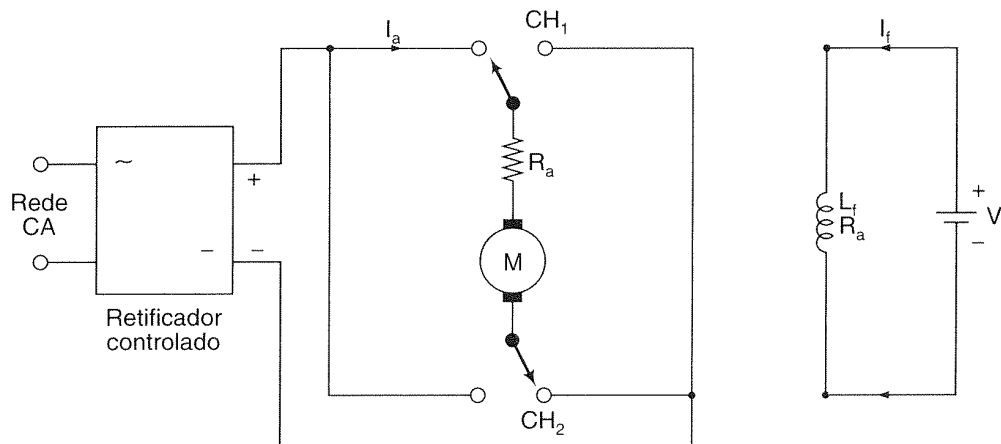
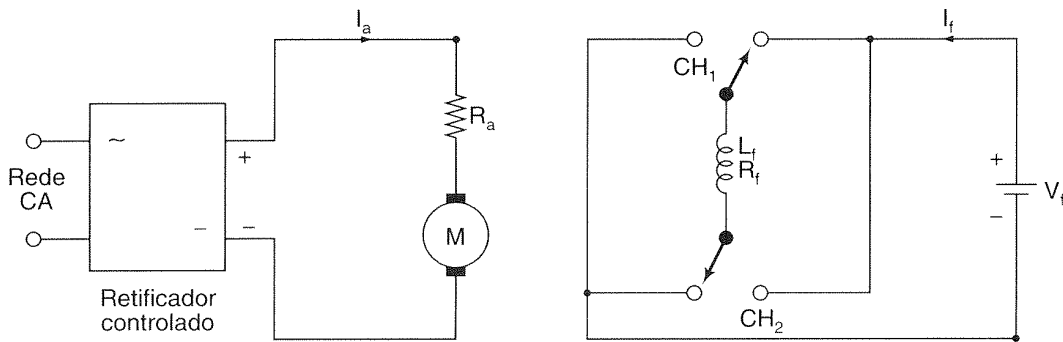



Figura 14.10

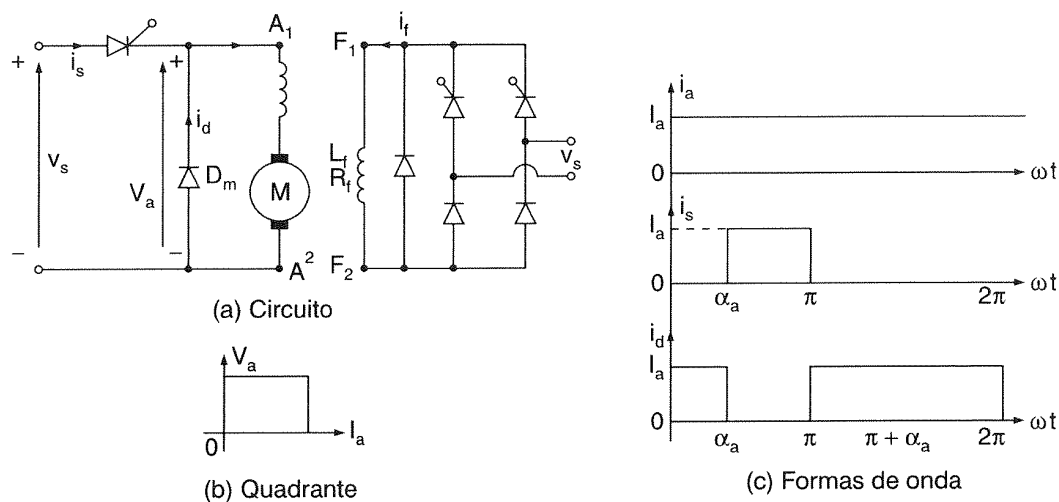
Reversões da armadura e do campo utilizando contatores.

14.4.1 Acionamentos com Conversores Monofásicos de Meia-Onda

Um conversor monofásico de meia-onda alimenta uma máquina CC, como mostrado na Figura 14.11a. A corrente da armadura normalmente é descontínua, a menos que um indutor muito grande seja conectado ao circuito da armadura. Um diodo de comutação é sempre necessário para uma carga do tipo máquina CC, e esse é um acionamento de um quadrante, como mostrado na Figura 14.11b. As aplicações desse acionamento estão limitadas ao nível de potência de $\frac{1}{2}$ kW. A Figura 14.11c mostra as formas de onda para uma carga altamente indutiva. O conversor no circuito de campo pode ser semicontrolado. Um conversor de meia-onda no circuito de campo aumentaria as perdas magnéticas da máquina devido ao elevado conteúdo de ondulação da corrente de excitação do campo.

Para um conversor monofásico de meia-onda no circuito de armadura, a Eq. (5.1) dá a tensão média do circuito de armadura como

$$V_a = \frac{V_m}{2\pi}(1 + \cos\alpha_a) \qquad \text{para } 0 \leq \alpha_a \leq \pi \tag{14.13}$$

Figura 14.11

Acionamento com conversor monofásico de meia-onda.

onde V_m é a tensão máxima da alimentação CA. Com um conversor semicontrolado no campo, a Eq. (5.5) dá a tensão média do campo como

$$V_f = \frac{V_m}{\pi}(1 + \cos\alpha_f) \qquad \text{para } 0 \leq \alpha_f \leq \pi \tag{14.14}$$

14.4.2 Acionamentos com Conversores Monofásicos Semicontrolados

Um conversor monofásico semicontrolado alimenta o circuito da armadura, como mostrado na Figura 14.12a. Esse é um acionamento de um quadrante, como mostrado na Figura 14.12b, que é limitado a aplicações de até 15 kW. O conversor no circuito de campo pode ser semicontrolado. As formas de onda para uma carga altamente indutiva são mostradas na Figura 14.12c.

Com um conversor monofásico semicontrolado no circuito da armadura, a Eq. (5.5) dá a tensão média da armadura como

$$V_a = \frac{V_m}{\pi}(1 + \cos\alpha_a) \qquad \text{para } 0 \leq \alpha_a \leq \pi \tag{14.15}$$

Com um conversor semicontrolado no circuito de campo, a Eq. (5.5) dá a tensão média do campo como

$$V_f = \frac{V_m}{\pi}(1 + \cos\alpha_f) \qquad \text{para } 0 \leq \alpha_f \leq \pi \tag{14.16}$$

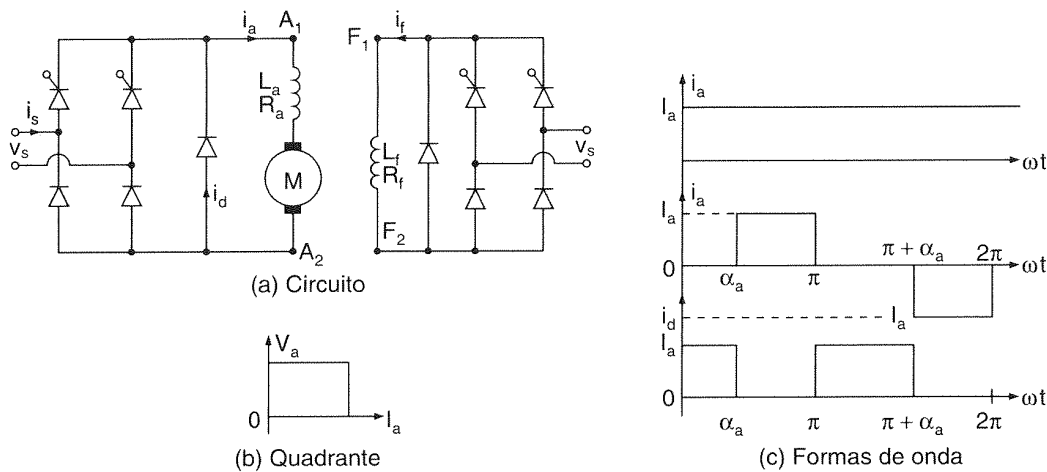



Figura 14.12

Acionamento com conversor monofásico semicontrolado.

14.4.3 Acionamentos com Conversores Monofásicos Controlados

A tensão da armadura é variada através de um conversor monofásico de onda completa, como mostrado na Figura 14.13a. Esse é um acionamento de dois quadrantes, como mostrado na Figura 14.13b, que é limitado a aplicações de até 15 kW. O conversor da armadura dá $+ V_a$ ou $- V_a$ e permite a operação no primeiro e no quarto quadrantes. Durante a regeneração para a inversão do sentido do fluxo de potência, a força contra-eletromotriz (*fcem*) da máquina pode ser invertida, invertendo-se a excitação do campo. O conversor no circuito do campo poderia ser semicontrolado, controlado ou até mesmo dual. A reversão da armadura ou do campo permite a operação no segundo e no terceiro quadrantes. As formas de onda da corrente, para uma carga altamente indutiva, são mostradas na Figura 14.13c, para a aceleração. Um acionamento com conversor monofásico controlado de 9,5 kW e 40 A é mostrado na Figura 14.14, onde os dispositivos de potência são montados atrás da placa de circuito impresso e os sinais de controle são implementados por eletrônica analógica.

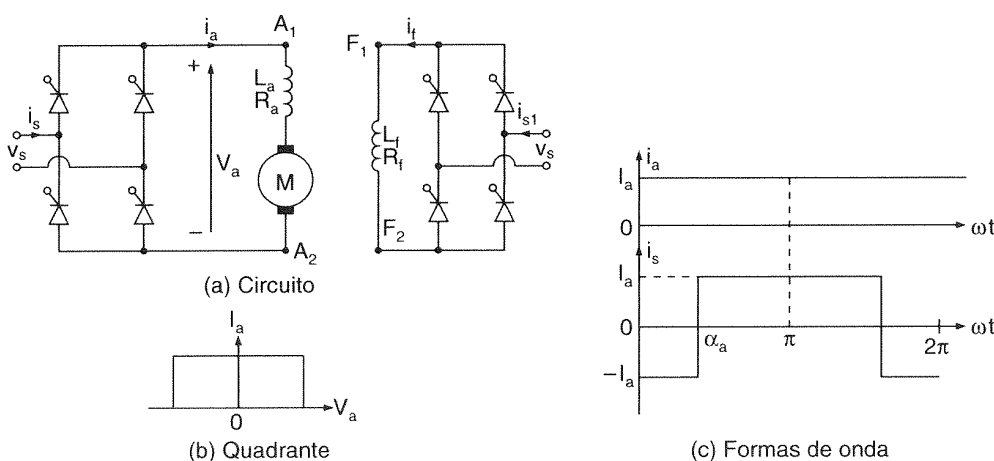



Figura 14.13

Acionamento com conversor monofásico controlado.

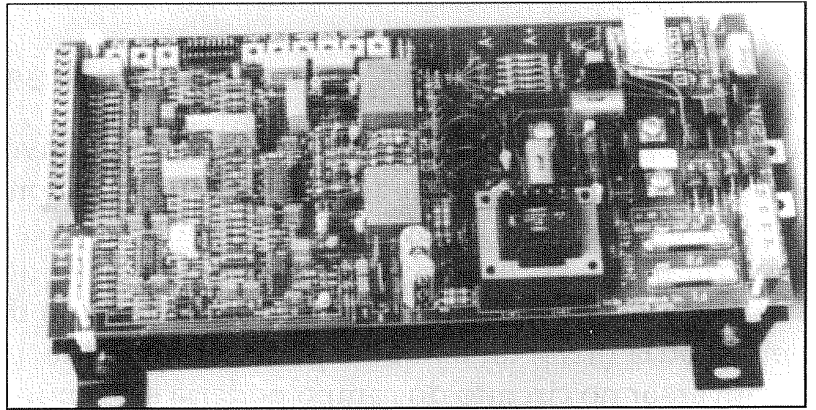
Com um conversor monofásico de onda completa no circuito da armadura, a Eq. (5.21) dá a tensão média da armadura como

$$V_a = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_a \qquad \text{para } 0 \leq \alpha_a \leq \pi \tag{14.17}$$

Com um conversor monofásico controlado no circuito do campo, a Eq. (5.21) dá a tensão do campo como

$$V_f = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_f \qquad \text{para } 0 \leq \alpha_f \leq \pi \tag{14.18}$$

Figura 14.14

Um acionamento monofásico de onda completa com controle analógico de 9,5 kW (reproduzido com a permissão da Brush Electrical Machines Ltd., Inglaterra).

14.4.4 Acionamentos com Conversores Duais Monofásicos

Dois conversores monofásicos de onda completa são conectados, como mostrado na Figura 14.15. Ou o conversor 1 opera para alimentar uma tensão positiva de armadura V_a ou o conversor 2 opera para alimentar uma tensão negativa de armadura $-V_a$. O conversor 1 proporciona a operação no primeiro e no quarto quadrantes, enquanto o conversor 2 proporciona a operação no segundo e no terceiro quadrantes. Esse é um acionamento de quatro quadrantes, que permite quatro modos de operação: aceleração no sentido direto, frenagem (regeneração) no sentido direto, aceleração no sentido inverso e frenagem (regeneração) no sentido inverso. Ele é limitado a aplicações de 15 kW. O conversor do campo poderia ser controlado, semicontrolado ou até mesmo dual.

Se o conversor 1 operar com um ângulo de disparo de α_{a1}, a Eq. (5.31) dará a tensão da armadura como

$$V_a = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_{a1} \qquad \text{para } 0 \leq \alpha_{a1} \leq \pi \tag{14.19}$$

Se o conversor 2 operar com um ângulo de disparo α_{a2}, a Eq. (5.32) dará a tensão da armadura como

$$V_a = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_{a2} \qquad \text{para } 0 \leq \alpha_{a2} \leq \pi \tag{14.20}$$

onde $\alpha_{a2} = \pi - \alpha_{a1}$. Com um conversor controlado no circuito do campo, a Eq. (5.21) dará a tensão do campo como

$$V_f = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_f \qquad \text{para } 0 \leq \alpha_f \leq \pi \tag{14.21}$$

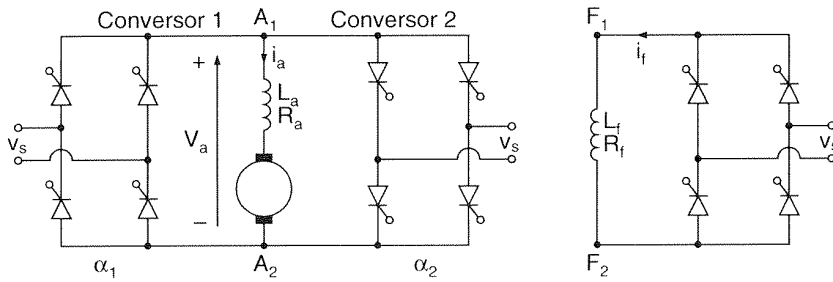



Figura 14.15

Acionamento com conversor dual monofásico.

Exemplo 14.2

A velocidade de uma máquina CC de excitação separada é controlada por um conversor monofásico semicontrolado, como o da Figura 14.8a. A corrente do campo, que é controlada por um conversor semicontrolado, é ajustada para o máximo valor possível. A tensão de alimentação CA para os conversores da armadura e do campo é monofásica de 208 V, 60 Hz. A resistência da armadura é $R_a = 0{,}25\,\Omega$, a resistência do campo é $R_f = 147\,\Omega$ e a constante de tensão da máquina é $K_v = 0{,}7032$ V/A-rad/s O torque da carga é $T_L = 45$ N · m a 1000 rpm. O atrito e as perdas a vazio (sem carga) são desprezíveis. As indutâncias dos circuitos de armadura e campo são suficientes para tornar as correntes da armadura e do campo livres de ondulações. Determinar (a) a corrente do campo I_f; (b) o ângulo de disparo do conversor no circuito da armadura α_a; e (c) o fator de potência PF na entrada do conversor do circuito da armadura.

Solução: $V_s = 208$ V, $V_m = \sqrt{2} \times 208 = 294{,}16$ V, $R_a = 0{,}25\,\Omega$, $R_f = 147\,\Omega$, $T_d = T_L = 45$ N · m, $K_v = 0{,}7032$V/A rad/s e $\omega = 1000\pi/30 = 104{,}72$ rad/s.

(a) A partir da Eq. (14.16), a tensão (e corrente) máxima do campo é obtida para um ângulo de disparo de $\alpha_f = 0$ e

$$V_f = \frac{2V_m}{\pi} = \frac{2 \times 294{,}16}{\pi} = 187{,}27\,\text{V}$$

A corrente do campo é

$$I_f = \frac{V_f}{R_f} = \frac{187,27}{147} = 1,274 \text{ A}$$

(b) A partir da Eq. (14.4),

$$I_a = \frac{T_d}{K_v I_f} = \frac{45}{0,7032 \times 1,274} = 50,23 \text{ A}$$

A partir da Eq. (14.2),

$$E_g = K_v \omega I_f = 0,7032 \times 104,72 \times 1,274 \; 93,82 \text{ V}$$

A partir da Eq. (14.3), a tensão da armadura é

$$V_a = 93,82 + I_a R_a = 93,82 + 50,23 \times 0,25 = 93,82 + 12,56 = 106,38 \text{ V}$$

A partir da Eq. (14.15), $V_a = 106,38 = (294,16/\pi) \times (1 + \cos \alpha_a)$, e isso dá o ângulo de disparo como $\alpha_a = 82,2°$.

(c) Se a corrente de armadura for constante e livre de ondulações, a potência de saída será $P_o = V_a I_a = 106,38 \times 50,23 = 5343,5$ W. Se as perdas no conversor da armadura forem desprezadas, a potência fornecida pela fonte de alimentação será $P_a = P_o = 5343,5$ W. A corrente eficaz de entrada do conversor da armadura, como mostrado na Figura 14.12, é

$$I_{\text{sa}} = \left(\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha_\alpha}^{\pi} I_a^2 \, d\theta \right)^{1/2} = I_a \left(\frac{\pi - \alpha_a}{\pi} \right)^{1/2}$$

$$= 50,23 \left(\frac{180 - 82,2}{180} \right)^{1/2} = 37,03 \text{ A}$$

e a especificação de potência aparente de entrada é $\text{VI} = V_s I_{sa} = 208 \times 37,03 = 7702,24$. Supondo que os harmônicos sejam desprezíveis, o fator de potência de entrada é aproximadamente

$$\text{PF} = \frac{P_a}{\text{VI}} = \frac{5343,5}{7702,24} = 0,694 \text{ (indutivo)}$$

A partir da Eq. (5.14),

$$\text{PF} = \frac{\sqrt{2}\,(1 + \cos 82,2°)}{[\pi\,(\pi - 82,2°)]^{1/2}} = 0,694 \text{ (indutivo)}$$

Exemplo 14.3

A velocidade de uma máquina CC de excitação separada é controlada por um conversor monofásico de onda completa como o da Figura 14.13a. O circuito de campo também é controlado por um conversor totalmente controlado e a corrente de campo é ajustada para o máximo valor possível. A tensão de alimentação CA para os conversores da armadura e do campo é monofásica de 440 V, 60 Hz. A resistência da armadura é $R_a = 0{,}25\,\Omega$, a resistência do circuito do campo é $R_f = 175\,\Omega$ e a constante de tensão da máquina é $K_v = 1{,}4$ V/A rad/s. A corrente de armadura correspondente à demanda de carga é $I_a = 45$ A. O atrito e as perdas a vazio são desprezíveis. As indutâncias dos circuitos da armadura e do campo são suficientes para tornar as correntes da armadura e do campo contínuas e livres de ondulações. Se o ângulo de disparo do conversor da armadura for $\alpha_a = 60°$ e a corrente da armadura for $I_a = 45$ A, determinar (a) o torque desenvolvido pela máquina T_d, (b) a velocidade ω, e o fator de potência PF de entrada do acionamento.

Solução: $V_s = 440$ V, $V_m = \sqrt{2} \times 440 = 622{,}25$ V, $R_a = 0{,}25\,\Omega$, $R_f = 175\,\Omega$, $\alpha_a = 60°$ e $K_v = 1{,}4$ V/A-rad/s.

(a) A partir da Eq. (14.18), a tensão (e corrente) máxima do campo seria obtida para um ângulo de disparo de $\alpha_f = 0$ e

$$V_f = \frac{2V_m}{\pi} = \frac{2 \times 622{,}25}{\pi} = 396{,}14\,\text{V}$$

A corrente de campo é

$$I_f = \frac{V_f}{R_f} = \frac{396{,}14}{175} = 2{,}26\,\text{A}$$

A partir da Eq. (14.4), o torque desenvolvido é

$$T_d = T_L - = K_v I_f I_a = 1{,}4 \times 2{,}26 \times 45 = 142{,}4\,\text{N}\cdot\text{m}$$

A partir da Eq. (14.17), a tensão da armadura é

$$V_a = \frac{2V_m}{\pi}\cos 60° = \frac{2 \times 622{,}25}{\pi}\cos 60° = 198{,}07\,\text{V}$$

A força contra-eletromotriz (*fcem*) é

$$E_g = V_a - I_a R_a = 198{,}07 - 45 \times 0{,}25 = 186{,}82\,\text{V}$$

A partir da Eq. (14.2), a velocidade é

$$\omega = \frac{E_g}{K_v I_f} = \frac{186{,}82}{1{,}4 \times 2{,}26} = 59{,}05\,\text{rad/s ou } 564\,\text{rpm}$$

(c) Supondo os conversores sem perda, a potência total de entrada fornecida pela fonte de alimentação é

$$P_i = V_a I_a + V_f I_f = 198{,}07 \times 45 + 396{,}14 \times 2{,}26 = 9808{,}4\,\text{W}$$

A corrente de entrada do conversor da armadura para uma carga altamente indutiva é mostrada na Figura 14.19b e seu valor eficaz é $I_{sa} = I_a = 45$ A. O valor eficaz da corrente de entrada do conversor do campo é $I_{sf} = I_f = 2{,}26$ A. A corrente eficaz efetiva de alimentação pode ser encontrada a partir de

$$I_s = (I_{sa}^2 + I_{sa}^2)^{1/2}$$

$$= (45^2 + 2{,}26^2)^{1/2} = 45{,}06\,\text{A}$$

e a especificação de potência aparente de entrada, $VI = V_s I_s = 440 \times 45{,}06 = 19.826{,}4$. Desprezando as ondulações, a potência de entrada é aproximadamente

$$\text{PF} = \frac{P_i}{\text{VI}} = \frac{9808{,}4}{19826{,}4} = 0{,}495\ \text{(indutivo)}$$

A partir da Eq. (5.27),

$$\text{PF} = \left(\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\right)\cos\alpha_a = \left(\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\right)\cos 82{,}2^\circ = 0{,}45\ \text{(indutivo)}$$

Exemplo 14.4

Se a polaridade da *fcem* da máquina no Exemplo 14.3 for invertida através da reversão da corrente de campo, determinar (a) o ângulo de disparo do conversor do circuito da armadura α_a para manter a corrente da armadura constante no mesmo valor de $I_a = 45$ A; e (b) a energia devolvida para a rede, devido à frenagem regenerativa da máquina.

Solução: (a) A partir da letra (b) do Exemplo 14.3, a *fcem* no instante em que a polaridade é invertida é $E_g = 186{,}82$ V e após a inversão da polaridade $E_g = -186{,}82$ V. A partir da Eq. (14.3),

$$V_a = E_a + I_a R_a = -186{,}82 + 45 \times 0{,}25 = -175{,}57\,\text{V}$$

A partir da Eq. (14.17),

$$V_a = \frac{2V_m}{\pi}\cos\alpha_a = \frac{2 \times 622{,}25}{\pi}\cos\alpha_a = -175{,}57\,\text{V}$$

e isso dá o ângulo de disparo do conversor da armadura como $\alpha_a = 116{,}31^\circ$.

(b) A energia devolvida para a rede é $P_a = V_a I_a = 175{,}57 \times 45 = 7900{,}7$ W.

Nota: A velocidade e a *fcem* da máquina diminuirão com o tempo. Se a corrente da armadura for mantida constante em $I_a = 45$ A durante a regeneração, o ângulo de disparo do conversor da armadura tem de ser reduzido. Isso requer um controle em malha fechada para manter a corrente da armadura constante e ajustar o ângulo de disparo continuamente.

14.5 ACIONAMENTOS TRIFÁSICOS

O circuito da armadura é conectado à saída de um retificador trifásico controlado ou a um conversor CA-CC trifásico de comutação forçada. Os acionamentos trifásicos são utilizados para aplicações de potência elevada, até o nível de megawatts. A freqüência de ondulação da tensão da armadura é maior que a dos acionamentos monofásicos e requer menor indutância no circuito da armadura para reduzir a ondulação da corrente. A corrente da armadura é geralmente contínua e, portanto, a performance da máquina é melhor se comparada à dos acionamentos monofásicos. De forma similar aos acionamentos monofásicos, os trifásicos também podem ser subdivididos em:

1. acionamentos com conversores trifásicos de meia-onda;
2. acionamentos com conversores trifásicos semicontrolados;
3. acionamentos com conversores trifásicos controlados;
4. acionamentos com conversores trifásicos duais.

14.5.1 Acionamentos com Conversores Trifásicos de Meia-Onda

Um acionamento de máquina CC alimentada por conversor trifásico de meia-onda opera em um quadrante e poderia ser utilizado em aplicações com nível de potência de até 40 kW. O conversor no campo poderia ser semicontrolado monofásico ou trifásico. Esse acionamento normalmente é utilizado em aplicações industriais porque a alimentação CA contém componentes CC.

Com um conversor trifásico de meia-onda no circuito da armadura, a Eq. (5.51) dá a tensão da armadura como

$$V_a = \frac{3\sqrt{3}\,V_m}{2\pi}\cos\alpha_a \qquad \text{para } 0 \leq \alpha_a \leq \pi \tag{14.22}$$

onde V_m é o valor máximo da tensão de fase de um sistema de alimentação CA trifásico conectado em estrela. Com um conversor trifásico semicontrolado no circuito do campo, a Eq. (5.54) dá a tensão do campo como

$$V_f = \frac{3\sqrt{3}\,V_m}{2\pi}(1 + \cos\alpha_f) \qquad \text{para } 0 \le \alpha_f \le \pi \tag{14.23}$$

14.5.2 Acionamentos com Conversores Trifásicos Semicontrolados

Um acionamento alimentado por um conversor trifásico semicontrolado é de um quadrante, desde que não haja reversão de campo, e está limitado a aplicações de até 115 kW. O conversor do campo também poderia ser semicontrolado monofásico ou trifásico.

Com um conversor trifásico semicontrolado no circuito de armadura, a Eq. (5.54) dá a tensão da armadura como

$$V_a = \frac{3\sqrt{3}\,V_m}{2\pi}(1 + \cos\alpha_f) \qquad \text{para } 0 \le \alpha_a \le \pi \tag{14.24}$$

Com um conversor trifásico semicontrolado no circuito do campo, a Eq. (5.54) dá a tensão do campo como

$$V_f = \frac{3\sqrt{3}\,V_m}{2\pi}(1 + \cos\alpha_f) \qquad \text{para } 0 \le \alpha_f \le \pi \tag{14.25}$$

14.5.3 Acionamentos com Conversores Trifásicos Controlados

Um acionamento com conversor trifásico controlado é de dois quadrantes, desde que não haja reversão no circuito de campo, e está limitado a aplicações de até 1500 kW. Durante a regeneração para a inversão do sentido do fluxo de potência, a *fcem* da máquina é invertida através da reversão da excitação do campo. O conversor no circuito do campo deve ser controlado monofásico ou trifásico. Um acionamento CC com conversor trifásico controlado de 68 kW e 170 A microprocessado é mostrado na Figura 14.16, onde os dispositivos de potência são montados atrás da placa de circuito impresso.

Com um conversor trifásico de onda completa no circuito da armadura, a Eq. (5.57) dá a tensão da armadura como

$$V_a = \frac{3\sqrt{3}\,V_m}{\pi}\cos\alpha_a \qquad \text{para } 0 \le \alpha_a \le \pi \tag{14.26}$$

Com um conversor trifásico controlado no circuito do campo, a Eq. (5.57) dá a tensão do campo como

$$V_f = \frac{3\sqrt{3}\,V_m}{\pi}\cos\alpha_f \qquad \text{para } 0 \le \alpha_f \le \pi \tag{14.27}$$

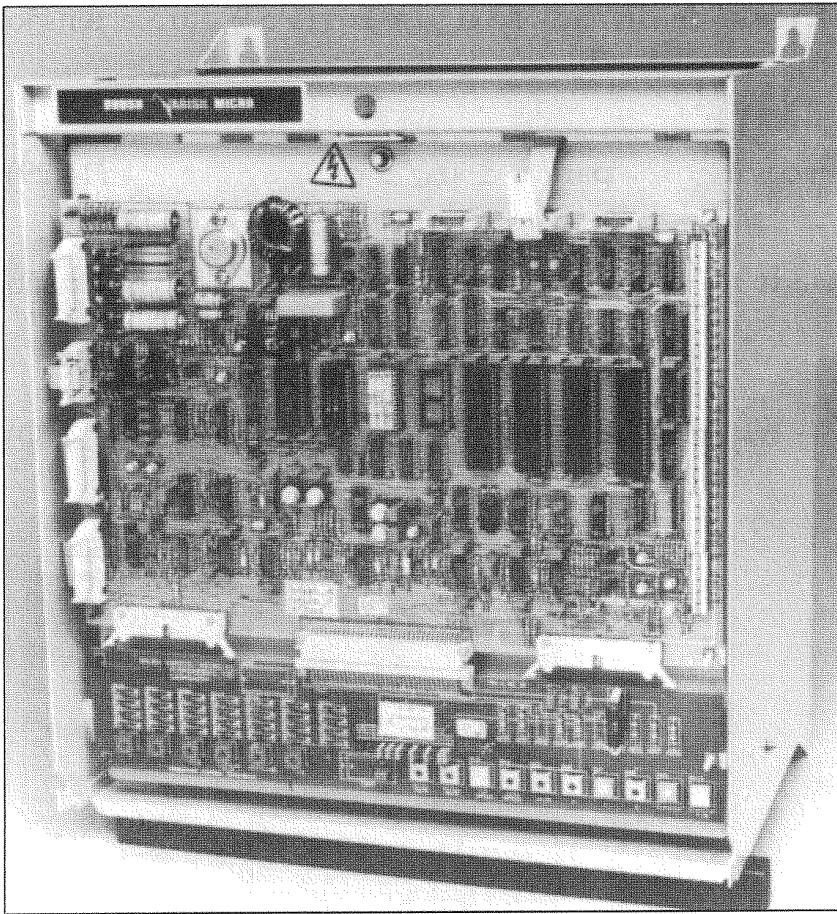



Figura 14.16

Um conversor trifásico controlado de 68 kW microprocessado (reproduzido sob permissão da Brush Electrical Machines Ltd., Inglaterra).

14.5.4 Acionamentos com Conversores Trifásicos Duais

Dois conversores trifásicos de onda completa são conectados em um arranjo similar ao da Figura 14.15a. Ou o conversor 1 opera para fornecer uma tensão positiva de armadura V_a ou o conversor 2 opera para fornecer uma tensão negativa de armadura $-V_a$. Esse é um acionamento de quatro quadrantes e está limitado a aplicações de até 1500 kW. Similarmente aos acionamentos monofásicos, o conversor do campo pode ser semicontrolado ou totalmente controlado.

Um conversor CA-CC de 12 pulsos para o acionamento de uma máquina de 360 kW em um forno de cimento é mostrado na Figura 14.17, onde os circuitos eletrônicos de controle são montados na porta do cubículo e as placas com os amplificadores de pulsos na frente dos arranjos de tiristores. Os ventiladores de resfriamento são montados na parte superior dos arranjos de tiristores. Se o conversor 1 operar com um ângulo de disparo de α_{a1}, a Eq. (5.57) dará a tensão média da armadura como

$$V_a = \frac{3\sqrt{3}\, V_m}{\pi} \cos \alpha_{a1} \qquad \text{para } 0 \leq \alpha_{a1} \leq \pi \tag{14.28}$$

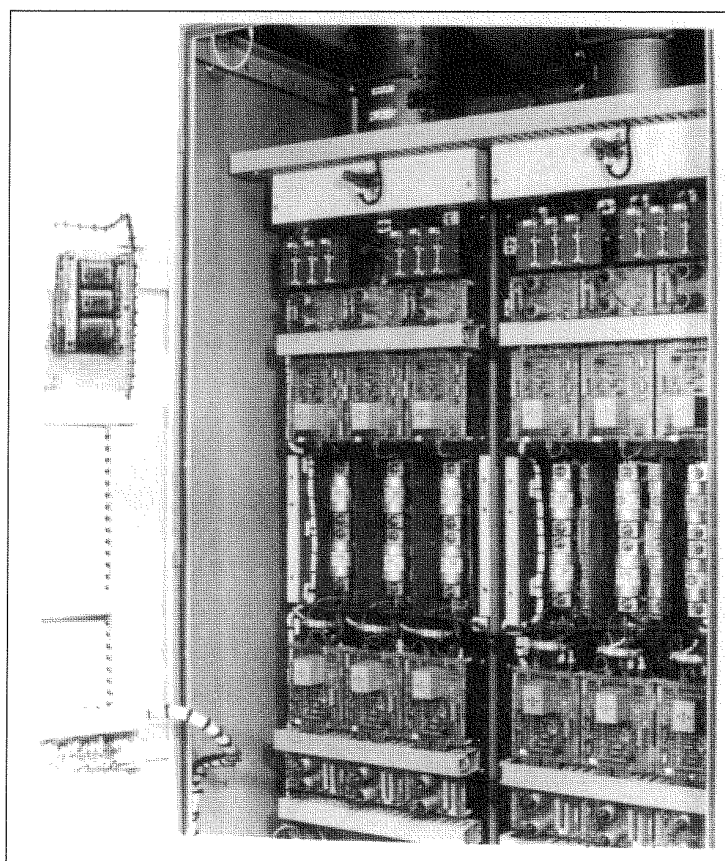
Se o conversor 2 operar com um ângulo de disparo de α_{a2}, a Eq. (5.57) dará a tensão média da armadura como

$$V_a = \frac{3\sqrt{3}\,V_m}{\pi}\cos\alpha_{a2} \qquad \text{para } 0 \le \alpha_{a2} \le \pi \tag{14.29}$$

Com um conversor trifásico controlado no circuito do campo, a Eq. (5.57) dará a tensão média do campo como

$$V_f = \frac{3\sqrt{3}\,V_m}{\pi}\cos\alpha_f \qquad \text{para } 0 \le \alpha_f \le \pi \tag{14.30}$$

Figura 14.17

Um conversor CA-CC de 12 pulsos e 360-kW para acionamentos CC (reproduzido sob permissão da Brush Electrical Machines Ltd., Inglaterra).

Exemplo 14.5

A velocidade de uma máquina CC de 20 hp, 300 V e 1800 rpm de excitação separada é controlada por um acionamento com conversor trifásico controlado. A corrente de campo também é controlada por um conversor trifásico controlado e é ajustada para o máximo valor possível. A entrada CA é uma alimentação trifásica conectada em estrela de 208 V e 60 Hz. A resistência da armadura é $R_a = 0{,}25\,\Omega$, a resistência do campo é $R_f = 245\,\Omega$ e a constante de tensão da máquina é $K_v = 1{,}2$ V/A – rad/s. As correntes da armadura e do campo podem ser consideradas contínuas e

livres de ondulações. O atrito é desprezível. Determinar (a) o ângulo de disparo do conversor da armadura α_a, se a máquina fornecer potência nominal à velocidade nominal; (b) a velocidade a vazio se os ângulos de disparo forem os mesmos que na letra (a) e a corrente de armadura a vazio for 10% do valor nominal; e (c) a regulação de velocidade.

Solução: $R_a = 0{,}25\ \Omega$, $R_f = 245\ \Omega$, $K_v = 1{,}2$ V/A-rad/s, $V_L = 208$ V e $\omega = 1800\ \pi/30 = 188{,}5$ rad/s. A tensão de fase é $V_p = V_L/\sqrt{3} = 208/\sqrt{3} = 120$ V e $V_m = 120 \times 2 = 169{,}7$ V. Como 1 hp é igual a 746 W, a corrente nominal da armadura é $I_{\text{nominal}} = 20 \times 746/300 = 49{,}73$ A; e para a máxima corrente de campo possível, $\alpha_f = 0$. A partir da Eq. (14.27),

$$V_f = 3\sqrt{3} \times \frac{169{,}7}{\pi} = 280{,}7\ \text{V}$$

$$I_f = \frac{V_f}{R_f} = \frac{280{,}7}{245} = 1{,}146\ \text{A}$$

(a) $I_a = I_{\text{nominal}} = 49{,}73$ A e

$$E_g = K_v I_f \omega = 1{,}2 \times 1{,}146 \times 188.5 = 259{,}2\ \text{V}$$

$$V_a = 259{,}2 + I_a R_a = 259{,}2 + 49{,}73 \times 0{,}25 = 271{,}63\ \text{V}$$

A partir da Eq. (14.26),

$$V_a = 271{,}63 = \frac{3\sqrt{3}\ V_m}{\pi} \cos\alpha_a = \frac{3\sqrt{3} \times 169{,}7}{\pi} \cos\alpha_a$$

e isso dá o ângulo de disparo como $\alpha_a = 14{,}59°$.

(b) $I_a = 10\%$ de $49{,}73 = 4{,}973$ A e

$$E_g = V_a - R_a I_a = 271{,}63 - 0{,}25 \times 4{,}973 = 270{,}39\ \text{V}$$

A partir da Eq. (14.2), a velocidade a vazio é

$$\omega_0 = \frac{E_g}{K_v I_f} = \frac{270{,}39}{1{,}2 \times 1{,}146} = 196{,}62\ \text{rad/s} \quad \text{ou} \quad 196{,}62 \times \frac{30}{\pi} = 1877{,}58\ \text{rpm}$$

(c) A regulação de velocidade é definida como

$$\frac{\text{Velocidade a vazio} - \text{velocidade de plena carga}}{\text{Velocidade de plena carga}} = \frac{1877{,}58 - 1800}{1800} = 0{,}043 \text{ ou } 4{,}3\%$$

Exemplo 14.6

A velocidade de uma máquina CC de 20 hp, 300 V e 900 rpm, de excitação separada é controlada por um conversor trifásico controlado. O circuito de campo também é controlado por um conversor trifásico controlado. A entrada CA para os conversores da armadura e do campo é uma alimentação trifásica conectada em estrela de 208 V e 60 Hz. A resistência da armadura é $R_a = 0{,}25\,\Omega$, a resistência do campo é $R_f = 145\,\Omega$ e a constante de tensão da máquina é $K_v = 1{,}2$ V/A-rad/s. O atrito e as perdas a vazio podem ser considerados desprezíveis. As correntes da armadura e do campo são contínuas (planas?) e livres de ondulações. (a) Se o conversor livre for operado à máxima corrente de campo e o torque desenvolvido for $T_d = 116$ N · m a 900 rpm, determinar o ângulo de disparo do conversor da armadura α_a. (b) Se o conversor do circuito de campo for ajustado para a máxima corrente de campo, o torque desenvolvido for $T_d = 116$ N · m e o ângulo de disparo do conversor da armadura for $\alpha_a = 0$, determinar a velocidade da máquina. (c) Para a mesma demanda de carga da letra (b), determinar o ângulo de disparo do conversor do campo se a velocidade tiver de ser aumentada para 1800 rpm.

Solução: $R_a = 0{,}25\,\Omega$, $R_f = 145\,\Omega$, $K_v = 1{,}2$ V/A rad/s e $V_L = 208$ V. A tensão de fase é $V_p = 208/\sqrt{3} = 120$ V e $V_m = \sqrt{2} \times 120 = 169{,}7$ V.

(a) $T_d = 116$ N · m e $\omega = 900\,\pi/30 = 94{,}25$ rad/s. Para a máxima corrente de campo, $\alpha_f = 0$. A partir da Eq. (14.27),

$$V_f = \frac{3 \times \sqrt{3} \times 169{,}7}{\pi}\ 280{,}7\,\text{V}$$

$$I_f = \frac{280{,}7}{145} = 1{,}936\,\text{A}$$

A partir da Eq. (14.4),

$$I_a = \frac{T_d}{K_v I_f} = \frac{116}{1{,}2 \times 1{,}936} = 49{,}93\,\text{A}$$

$$E_g = K_v I_f \omega = 1{,}2 \times 1{,}936 \times 94{,}25 = 218{,}96\,\text{V}$$

$$V_a = E_g + I_a R_a = 218{,}96 + 49{,}93 \times 0{,}25 = 231{,}44\,\text{V}$$

A partir da Eq. (14.26),

$$V_a = 231{,}44 = \frac{3\sqrt{3} \times 169{,}7}{\pi} \cos \alpha_a$$

que dá o ângulo de disparo como $\alpha_a = 34{,}46^\circ$.

(b) $\alpha_a = 0$ e

$$V_a = \frac{3 \times \sqrt{3} \times 169{,}7}{\pi}\ 280{,}7\,\text{V}$$

$$E_g = 280{,}7 - 49{,}93 \times 0{,}25 = 268{,}22\,\text{V}$$

e a velocidade

$$\omega = \frac{E_g}{K_v I_f} = \frac{268{,}22}{1{,}2 \times 1{,}926} = 115{,}45\,\text{rad/s} \quad \text{ou} \quad 1102{,}5\,\text{rpm}$$

(c) $\omega = 1800\,\pi/30 = 188{,}5\,\text{rad/s}$

$$E_g = 268{,}22\,\text{V} = 1{,}2 \times 188{,}5 \times I_f \quad \text{ou} \quad I_f = 1{,}186\,\text{A}$$

$$V_f = 1{,}186 \times 145 = 171{,}97\,\text{V}$$

A partir da Eq. (14.27),

$$V_f = 171{,}97 = \frac{3 \times \sqrt{3} \times 169{,}7}{\pi} \cos \alpha_f$$

que dá o ângulo de disparo como $\alpha_f = 52{,}2°$.

14.6 ACIONAMENTOS COM *CHOPPERS*

Os acionamentos com *choppers* são amplamente utilizados em aplicações de tração em todo o mundo. Um *chopper* é conectado entre uma fonte de tensão CC fixa e uma máquina CC para variar a tensão da armadura. Além do controle da tensão da armadura, um *chopper* pode fornecer frenagem regenerativa das máquinas e devolver energia para a fonte de alimentação. A característica de economia de energia é particularmente atrativa para sistemas de transporte com paradas freqüentes, tal como o transporte rápido de massas (do inglês *mass rapid transit – MRT*). Os acionamentos com *choppers* também são utilizados em veículos elétricos alimentados por baterias (do inglês *battery electric vehicles – BEVs*). Uma máquina CC pode ser operada em um dos quatro quadrantes controlando-se as tensões (ou correntes) da armadura ou do campo. Freqüentemente é necessário inverter os terminais da armadura ou do campo a fim de operar a máquina no quadrante desejado.

Se a alimentação não for receptiva durante a frenagem regenerativa, a tensão de linha poderá aumentar e a frenagem regenerativa não será possível. Nesse caso, uma forma alternativa de frenagem é necessária, tal como a frenagem dinâmica (ou reostática). Os modos possíveis de controle de um acionamento com *chopper* são:

1. controle de aceleração (ou de potência);

2. controle da frenagem regenerativa;

3. controle da frenagem dinâmica;

4. controle das frenagens regenerativa e dinâmica combinadas.

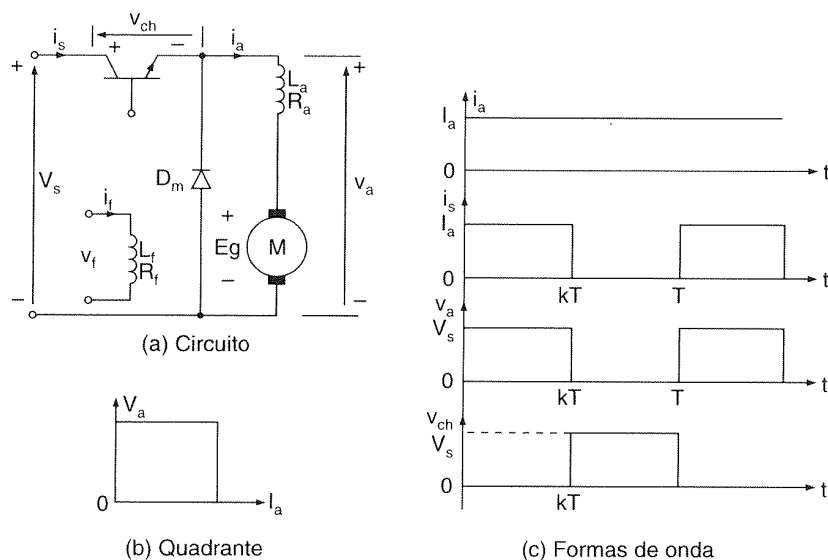
14.6.1 Princípio do Controle de Aceleração

O *chopper* é utilizado no controle da tensão da armadura de uma máquina CC. O arranjo do circuito de uma máquina CC de excitação separada alimentada por *chopper* é mostrado na Figura 14.18a. A chave do *chopper* poderia ser um transistor ou tiristor em comutação forçada, como discutido na Seção 9.8. Esse é um acionamento de um quadrante, como mostrado na Figura 14.18b. As formas de onda para a tensão da armadura, corrente de carga e corrente de entrada são mostradas na Figura 14.18c, supondo uma carga altamente indutiva.

A tensão média da armadura é

$$V_a = kV_s \tag{14.31}$$

Figura 14.18

Controle da aceleração em um acionamento CC alimentado por *chopper*.

onde k é o ciclo de trabalho do *chopper*. A potência fornecida à máquina é

$$P_0 = V_a I_a = kV_s I_a \tag{14.32}$$

onde I_a é a corrente média da armadura da máquina e é livre de ondulações. Supondo um *chopper* sem perdas, a potência de entrada é $P_i = P_0 = kV_s I_s$. O valor médio da corrente de entrada é

$$I_s = kI_a \tag{14.33}$$

A resistência equivalente de entrada do acionamento com *chopper* vista pela fonte é

$$R_{eq} = \frac{V_s}{I_s} = \frac{V_s}{I_a}\frac{1}{k} \tag{14.34}$$

Variando-se o ciclo de trabalho k, o fluxo de potência (e velocidade) da máquina pode ser controlado. Para uma indutância finita do circuito de armadura, a Eq. (9.19) pode ser aplicada para se encontrar a máxima ondulação de pico a pico da corrente como

$$\Delta I_{máx} = \frac{V_s}{R_m} \tanh \frac{R_m}{4fL_m} \tag{14.35}$$

onde R_m e L_m são a resistência e a indutância totais do circuito de armadura, respectivamente. Para uma máquina CC de excitação separada, $R_m = R_a$ + qualquer resistência em série e $L_m = L_a$ + qualquer indutância em série. Para uma máquina em série, $R_m = R_a + R_f$ + qualquer resistência em série e $L_m = L_a + L_f$ + qualquer indutância em série.

Exemplo 14.7

Uma máquina CC de excitação separada é alimentada por um *chopper* (como mostrado na Figura 14.18a) a partir de uma fonte CC de 600 V. A resistência da armadura é $R_a = 0{,}05\ \Omega$. A constante de tensão da máquina é $K_v = 1{,}527$ V/A-rad/s. A corrente média da armadura é $I_a = 250$ A. A corrente do campo é $I_f = 2{,}5$ A. A corrente da armadura é contínua e tem ondulação desprezível. Se o ciclo de trabalho do *chopper* for 60%, determinar (a) a potência de entrada fornecida pela fonte, (b) a resistência equivalente de entrada do acionamento com o *chopper*, (c) a velocidade da máquina e (d) o torque desenvolvido.

Solução: $V_s = 600$ V, $I_a = 250$ A e $k = 0{,}6$. A resistência total do circuito da armadura é $R_m = R_a = 0{,}05\ \Omega$.

(a) A partir da Eq. (14.32),

$$P_i = kV_sI_a = 0{,}6 \times 600 \times 250 = 90\ \text{kW}$$

(b) A partir da Eq. (14.34), $R_{eq} = 600/(250 \times 0{,}6) = 4\ \Omega$.

(c) A partir da Eq. (14.31), $V_a = 0{,}6 \times 600 = 360$ V. A *fcem* é

$$E_g = V_a - R_mI_m = 360 - 0{,}05 \times 250 = 347{,}5\ \text{V}$$

A partir da Eq. (14.2), a velocidade da máquina é

$$\omega = \frac{347,5}{1,527 \times 2,5} = 91,03\,\text{rad/s} \qquad \text{ou} \qquad 91,03 \times \frac{30}{\pi} = 869,3\,\text{rpm}$$

(d) A partir da Eq. (14.4),

$$T_d = 1,527 \times 250 \times 2,5 = 954,38\,\text{N} \cdot \text{m}$$

14.6.2 Princípio do Controle da Frenagem Regenerativa

Na frenagem regenerativa, a máquina age como gerador e a sua energia cinética, juntamente com a da carga, é devolvida à fonte de alimentação. O princípio da transferência de energia de uma fonte CC para uma outra de tensão mais elevada, discutido na Seção 9.5, pode ser aplicado na frenagem regenerativa de máquinas CC.

A aplicação de *choppers* na frenagem regenerativa pode ser explicada com o auxílio da Figura 14.19a. Ela requer o rearranjo da chave do modo de aceleração para o modo de frenagem regenerativa. Considerar que a armadura de uma máquina CC de excitação separada esteja girando devido à sua inércia (e da carga); e que, no caso de um sistema de transporte, a energia cinética do veículo ou trem giraria o eixo da armadura. Então, se o transistor entrar em condução, a corrente da armadura crescerá devido ao curto-circuito nos terminais do motor. Se a chave do *chopper* for desligada, o diodo D_m conduzirá e a energia armazenada nas indutâncias do circuito da armadura será transferida para a fonte de alimentação, contanto que esta seja receptiva. Esse é um acionamento de um quadrante e opera no segundo quadrante, como mostrado na Figura 14.19b. A Figura 14.19c mostra as formas de onda da tensão e da corrente supondo que a corrente da armadura seja contínua e livre de ondulação.

A tensão média no *chopper* é

$$V_{ch} = (1 - k)V_s \tag{14.36}$$

Se I_a for a corrente média da armadura, a energia regenerada poderá ser encontrada a partir de

$$P_s = I_a V_s (1 - k) \tag{14.37}$$

A tensão gerada pela ação da máquina operando como gerador é

$$E_g = K_v I_a \omega$$

$$= V_{ch} + R_m I_a = (1 - k)V_s + R_m I_a \tag{14.38}$$

onde K_v é a constante da máquina e é a velocidade da máquina em rad/s. Portanto, a resistência de carga equivalente da máquina operando como gerador é

$$R_{eq} = \frac{E_g}{I_a} = \frac{V_s}{I_a}(1 - k) + R_m \qquad 14.39)$$

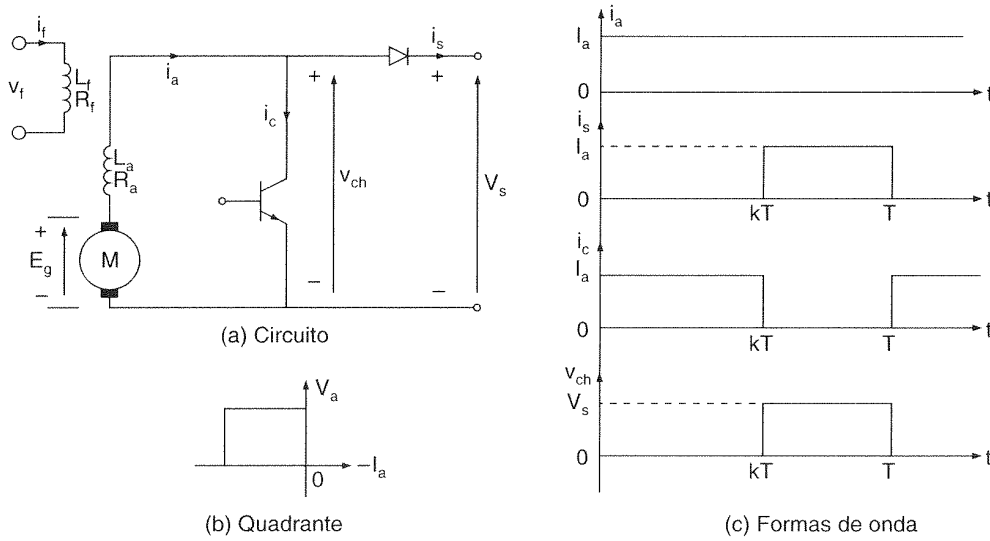



Figura 14.19

Frenagem regenerativa de máquinas CC de excitação separada.

Variando-se o ciclo de trabalho k, a resistência equivalente da carga vista pela máquina pode ser variada de R_m a $(V_s/I_a + R_m)$ e a potência regenerativa pode ser controlada.

A partir da Eq. (9.27), as condições para os potenciais e a polaridade permissíveis das duas tensões são

$$0 \leq (E_g - R_m I_a) \leq V_s \qquad (14.40)$$

que dá a mínima velocidade de frenagem da máquina como

$$E_g = K_v \, \omega_{mín} I_f = R_m I_a$$

ou

$$\omega_{mín} = \frac{R_m}{K_v} \frac{I_a}{I_f} \qquad (14.41)$$

e $\omega \geq \omega_{mín}$. A máxima velocidade de frenagem para uma máquina CC em série pode ser encontrada a partir da Eq. (14.40):

$$K_v \omega_{máx} I_f - R_m I_a = V_s$$

ou

$$\omega_{máx} = \frac{V_s}{K_v I_f} + \frac{R_m}{K_v} \frac{I_a}{I_f} \tag{14.42}$$

e $\omega \leq \omega_{máx}$.

A frenagem regenerativa seria efetiva somente se a velocidade da máquina estivesse entre esses dois limites de velocidade (por exemplo, $\omega_{mín} < \omega < \omega_{máx}$). A uma velocidade menor que $\omega_{mín}$, um arranjo alternativo de frenagem seria necessário.

Apesar de as máquinas CC em série serem tradicionalmente utilizadas em aplicações de tração, devido ao seu elevado torque de partida, a operação como gerador excitado em série é instável quando funcionando em uma tensão de alimentação fixa. Assim, para operar na alimentação da tração, um controle de excitação separada é necessário e tal arranjo da máquina em série é normalmente sensível às flutuações de tensão, sendo necessário uma rápida resposta dinâmica para fornecer um controle adequado da frenagem. A aplicação de um *chopper* permite a frenagem regenerativa de máquinas CC em série devido à sua rápida resposta dinâmica.

Uma máquina CC de excitação separada é estável na frenagem regenerativa. A armadura e o campo podem ser controlados independentemente para fornecer o torque necessário durante a partida. As máquinas CC excitadas separadamente e em série, alimentadas por *choppers*, são ambas adequadas para aplicações em tração.

Exemplo 14.8

Um *chopper* CC é utilizado na frenagem regenerativa de uma máquina CC em série de maneira similar ao arranjo mostrado na Figura 14.19a. A fonte de alimentação CC é de 600 V. A resistência da armadura é $R_a = 0{,}02\,\Omega$ e a resistência do campo é $R_f = 0{,}03\,\Omega$. A constante de *fcem* é $K_v = 15{,}27$ mV/A-rad/s. A corrente média da armadura é mantida constante em $I_a = 250$ A. A corrente da armadura é contínua e tem ondulação desprezível. Se o ciclo de trabalho do *chopper* for de 60%, determinar (a) a tensão média sobre o *chopper* V_{ch}; (b) a potência regenerada para a fonte de alimentação CC, P_g; (c) a resistência equivalente de carga da máquina agindo como gerador R_{eq}; (d) a velocidade mínima permissível de frenagem $\omega_{mín}$; (e) a velocidade máxima permissível de frenagem $\omega_{máx}$; e (f) a velocidade do motor.

Solução: $V_s = 600$ V, $I_a = 250$ A, $K_v = 0{,}01527$ V/A-rad/s, $k = 0{,}6$. Para uma máquina em série, $R_m = R_a + R_f = 0{,}02 + 0{,}03 = 0{,}05\,\Omega$.

(a) A partir da Eq. (14.36), $V_{ch} = (1 - 0{,}6) \times 600 = 240$ V.

(b) A partir da Eq. (14.37), $P_g = 250 \times 600 \times (1 - 0{,}6) = 60$ kW.

(c) A partir da Eq. (14.39), $R_{eq} = (600/250)(1 - 0{,}6) + 0{,}05 = 1{,}01\,\Omega$.

(d) A partir da Eq. (14.41), a velocidade mínima permissível de frenagem é,

$$\omega_{mín} = \frac{0{,}05}{0{,}01527} = 3{,}274\,\text{rad/s} \quad \text{ou} \quad 3{,}274 \times \frac{30}{\pi} = 31{,}26\,\text{rpm}$$

(e) A partir da Eq. (14.42), a velocidade máxima permissível de frenagem é

$$\omega_{máx} = \frac{600}{0{,}01527 \times 250} + \frac{0{,}05}{0{,}01527} = 160{,}445\,\text{rad/s} \quad \text{ou} \quad 1532{,}14\,\text{rpm}$$

(f) A partir da Eq. (14.38), $E_g = 240 + 0{,}05 \times 250 = 252{,}5$ V e a velocidade da máquina é

$$\omega = \frac{252{,}5}{0{,}01527 \times 250} = 66{,}14\,\text{rad/s} \ \text{ou} \ 631{,}6\,\text{rpm}$$

Nota: A velocidade da máquina diminui com o tempo. Para manter a corrente de armadura no mesmo nível, a resistência efetiva de carga do gerador em série deve ser ajustada variando-se o ciclo de trabalho do *chopper*.

14.6.3 Princípio do Controle da Frenagem Dinâmica

Na frenagem dinâmica, a energia é dissipada em um reostato, o que pode não ser uma característica desejável. Nos sistemas de transporte rápido de massas (MRT), a energia pode ser utilizada no aquecimento dos trens. A frenagem dinâmica também é conhecida como *frenagem reostática*. Um arranjo para a frenagem dinâmica de uma máquina CC de excitação separada é mostrado na Figura 14.20a. Esse é um acionamento de um quadrante e opera no segundo quadrante, como mostrado na Figura 14.20b. A Figura 14.20c mostra as formas de onda para a corrente e tensão, supondo que a corrente da armadura seja contínua e livre de ondulação.

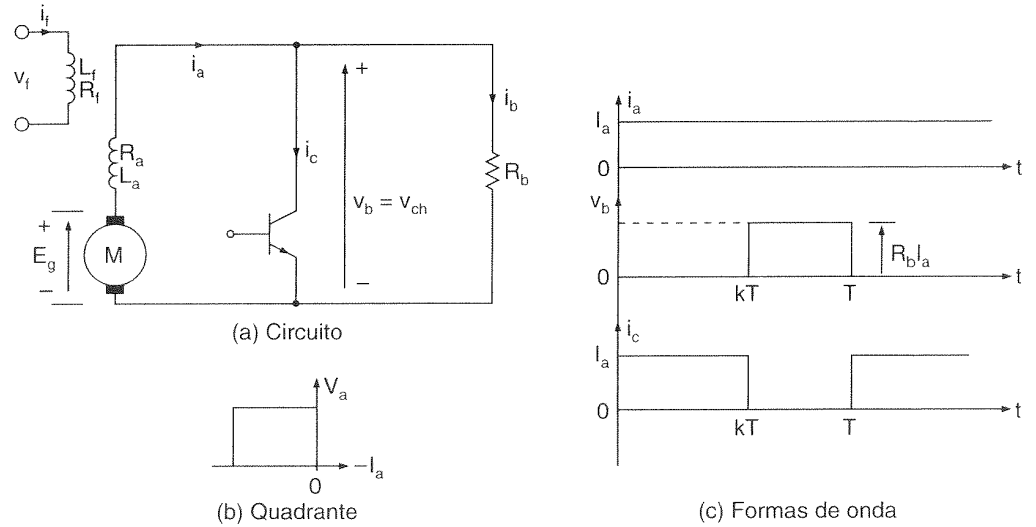
A corrente média no resistor de frenagem é

$$I_b = I_a(1 - k) \tag{14.43}$$

e a tensão média sobre o resistor de frenagem é

$$V_b = R_b I_a(1 - k) \tag{14.44}$$

Figura 14.20

Frenagem dinâmica de máquinas CC de excitação separada.

A resistência equivalente de carga do gerador é

$$R_{\text{eq}} = \frac{V_b}{I_a} R_b(1 - k) + R_m \tag{14.45}$$

A potência dissipada no resistor R_b é

$$P_b = I_a^2 R_b(1 - k) \tag{14.46}$$

Controlando-se o ciclo de trabalho k, a resistência efetiva da carga pode ser variada de R_m a $R_m + R_b$; e a potência na frenagem pode ser controlada. A resistência da frenagem R_b determina a especificação de tensão máxima do *chopper*.

Exemplo 14.9

Um *chopper* é utilizado na frenagem dinâmica de uma máquina CC de excitação separada, como mostrado na Figura 14.20a. A resistência da armadura é $R_a = 0{,}05\,\Omega$. O resistor de frenagem $R_b = 5\,\Omega$. A constante de *fcem* é $K_v = 1{,}527$ V/A-rad/s. A corrente média da armadura é mantida constante em $I_a = 150$ A. A corrente da armadura é contínua e tem conteúdo de ondulação desprezível. A corrente de campo é $I_f = 1{,}5$ A. Se o ciclo de trabalho do *chopper* for de 40%, determinar (a) a tensão média sobre o *chopper* V_{ch}; (b) a potência dissipada no resistor de frenagem P_b; (c) a resistência equivalente de carga da máquina agindo como gerador, R_{eq}; (d) a velocidade da máquina e (e) a tensão máxima do *chopper* V_p.

Solução: $I_a = 150$ A, $K_v = 1{,}527$ V/A-rad/s, $k = 0{,}4$ e $R_m = R_a = 0{,}05\,\Omega$.

(a) A partir da Eq. (14.44), $V_{\text{ch}} = V_b = 5 \times 150 \times (1 - 0{,}4) = 450$ V.

(b) A partir da Eq. (14.46), $P_g = 150 \times 150 \times 5 \times (1 - 0{,}4) = 67{,}5$ kW.

(c) A partir da Eq. (14.45), $R_{eq} = 5 \times (1 - 0{,}4) + 0{,}05 = 3{,}05\,\Omega$.

(d) A *fem* gerada é $E_g = 450 + 0{,}05 \times 150 = 457{,}5$ V e a velocidade da frenagem é

$$\omega = \frac{E_g}{K_v I_f} = \frac{457{,}5}{1{,}527 \times 1{,}5} = 199{,}74\,\text{rad/s} \quad \text{ou} \quad 1907{,}4\,\text{rpm}$$

(e) A tensão máxima do *chopper* $V_p = I_a R_b = 150 \times 5 = 750$ V.

14.6.4 Princípio do Controle das Frenagens Regenerativa e Dinâmica Combinadas

A frenagem regenerativa é a frenagem da energia eficiente. Por outro lado, na frenagem dinâmica, a energia é dissipada sob a forma de calor. Se a fonte de alimentação for, de certo modo, receptiva, o que em geral acontece em sistemas práticos de tração, um controle com as frenagens regenerativa e dinâmica combinadas seria a forma mais eficiente energeticamente. A Figura 14.21 mostra um arranjo no qual a frenagem dinâmica é combinada com a regenerativa.

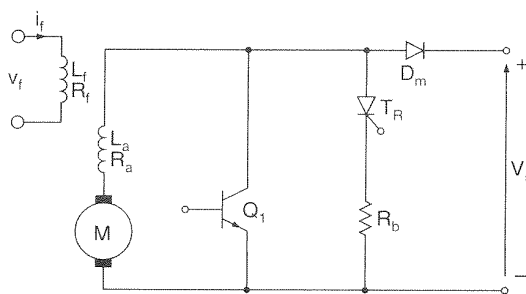



Figura 14.21

Frenagens regenerativa e dinâmica combinadas.

Durante as frenagens regenerativas, a tensão da rede é sentida continuamente. Se ela exceder a um certo valor preestabelecido, normalmente 20% acima da tensão nominal, a frenagem regenerativa é removida e uma frenagem dinâmica é aplicada. Esse sistema permite uma transferência quase instantânea da frenagem regenerativa para a frenagem dinâmica caso a tensão da rede se torne não-receptiva, mesmo que momentaneamente. Em todo ciclo o circuito lógico determina a receptividade da alimentação. Se ela estiver não-receptiva, o tiristor T_R será "ligado" para desviar a corrente da máquina para o resistor R_b. O tiristor T_R é autocomutado quando o transistor Q_1 é "ligado" no próximo ciclo.

14.6.5 Acionamentos com *Choppers* de Dois/Quatro Quadrantes

Durante o controle de aceleração, um acionamento alimentado com *chopper* opera no primeiro quadrante, onde a tensão e a corrente da armadura são positivas, como mostrado na Figura 14.18b. Na frenagem regenerativa, o acionamento com *chopper* opera no segundo quadrante, quando a tensão da armadura é positiva e a corrente da armadura é

negativa, como mostrado na Figura 14.19b. A operação em dois quadrantes, como mostrado na Figura 14.22a, é necessária para permitir o controle da aceleração e da frenagem regenerativa. O arranjo do circuito de um acionamento de dois quadrantes transistorizado é mostrado na Figura 14.22b.

Controle da Aceleração. O transistor Q_1 e o diodo D_2 operam. Quando Q_1 conduz, a tensão da fonte de alimentação V_s é conectada aos terminais do motor. Quando Q_1 corta, a corrente da armadura, que flui através do diodo de comutação D_2, decai.

Figura 14.22

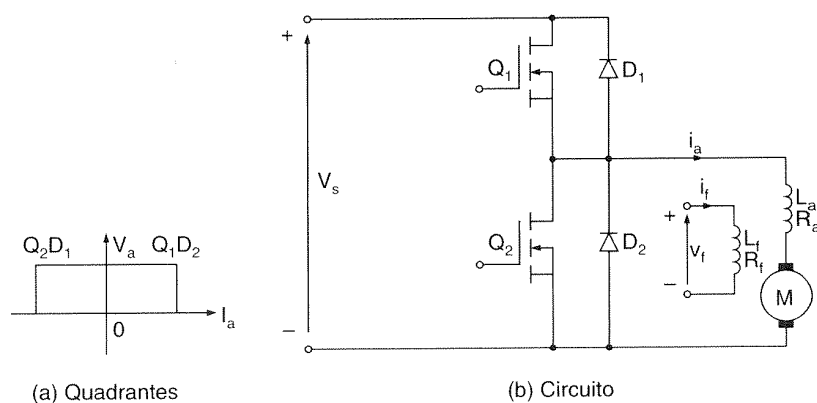
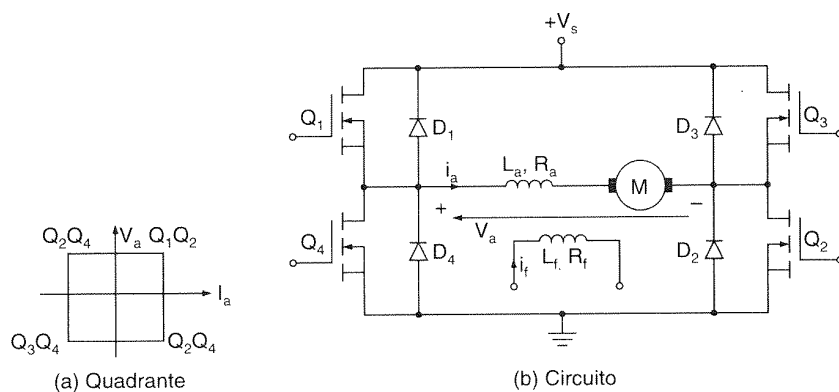
Acionamento de dois quadrantes com *chopper* transistorizado.

Controle regenerativo. O transistor Q_2 e o diodo D_1 operam. Quando Q_2 conduz, a máquina age como gerador e a corrente da armadura cresce. Quando Q_2 corta, a máquina, agindo como gerador, devolve energia para a alimentação através do diodo regenerativo D_1. Em aplicações industriais, a operação em quatro quadrantes, como mostrado na Figura 14.23a, às vezes é necessária. Um acionamento de quatro quadrantes transistorizado é mostrado na Figura 14.23b.

Figura 14.23

Acionamento de quatro quadrantes com *chopper* transistorizado.

Controle da potência no sentido direto. Os transistores Q_1 e Q_2 operam. Os transistores Q_3 e Q_4 estão cortados. Quando Q_1 e Q_2 conduzem juntos, a tensão da fonte de alimentação aparece sobre os terminais da máquina e a corrente da armadura cresce. Quando Q_1 corta e Q_2 ainda está conduzindo, a corrente da armadura decai através de Q_2 e D_4. Alternativamente, Q_1 e Q_2 podem ser, ambos, cortados enquanto a corrente da armadura é forçada a decair através de D_3 e D_4.

Regeneração no sentido direto. Os transistores Q_1, Q_2 e Q_3 estão cortados. Quando o transistor Q_4 conduz, a corrente de armadura, que cresce, flui através de Q_4 e D_2. Quando Q_4 corta, a máquina, agindo como gerador, devolve energia para a fonte de alimentação através de D_1 e D_2.

Controle da aceleração no sentido inverso. Os transistores Q_3 e Q_4 operam. Os transistores Q_1 e Q_2 estão cortados. Quando Q_3 e Q_4 conduzem juntos, a corrente de armadura cresce e flui no sentido inverso. Quando Q_3 corta e Q_4 conduz, a corrente da armadura cai através de Q_4 e D_2. Alternativamente, Q_3 e Q_4 podem ser ambos cortados, enquanto a corrente da armadura é forçada a decair através de D_1 e D_2.

Regeneração no sentido inverso. Os transistores Q_1, Q_3 e Q_4 estão cortados. Quando Q_2 conduz, a corrente da armadura cresce através de Q_2 e D_4. Quando Q_2 corta, a corrente de armadura cai e a máquina devolve energia para a fonte de alimentação através de D_3 e D_4.

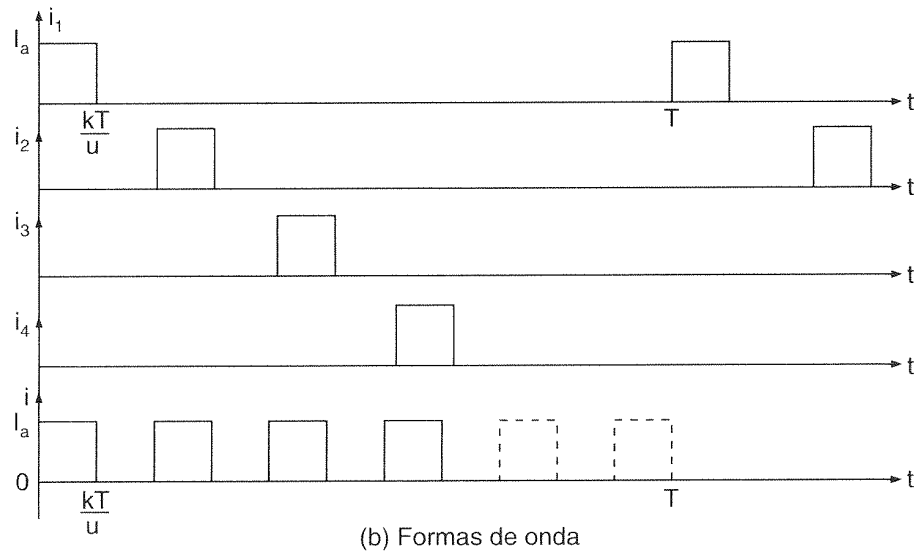
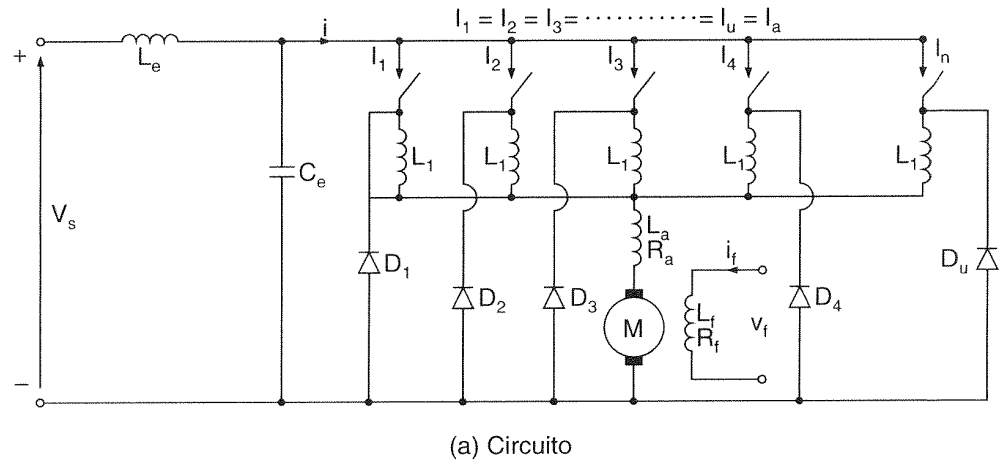
14.6.6 *Choppers* Multifase

Se dois ou mais *choppers* forem operados em paralelo, e forem defasados um do outro de π/u, como mostrado na Figura 14.24a, a amplitude da ondulação da corrente de carga diminui e a freqüência da ondulação aumenta. Como resultado, as correntes harmônicas geradas pelo *chopper* na alimentação são reduzidas. O tamanho dos filtros de entrada também é reduzido. A operação multifase permite a redução dos indutores de alisamento que normalmente são conectados no circuito de armadura das máquinas CC. São utilizados indutores individuais em cada fase para a divisão da corrente. A Figura 14.24b mostra as formas de onda para as correntes no caso de u *choppers*.

Para u *choppers* em operação multifase, pode ser provado que a Eq. (9.19) é satisfeita quando $k = 1/2u$, e a máxima ondulação da corrente de carga de pico a pico torna-se

$$\Delta I_{\text{máx}} = \frac{V_s}{R_m} \tanh \frac{R_m}{4ufL_m} \tag{14.47}$$

Figura 14.24

Choppers multifase.

onde L_m e R_m são a indutância e a resistência totais da armadura, respectivamente. Para $4ufL_m >> R_m$, a máxima ondulação da corrente de carga, de pico a pico, pode ser aproximada para

$$\Delta I_{\text{máx}} = \frac{V_s}{4ufL_m} \tag{14.48}$$

Se um filtro LC de entrada for utilizado, a Eq. (9.124) pode ser aplicada para se encontrar o n-ésimo componente harmônico eficaz entre os harmônicos gerados pelo *chopper* na alimentação

$$\begin{aligned} I_{\text{ns}} &= \frac{1}{1 + (2\pi uf)^2 L_e C_e} I_{nh} \\ &= \frac{1}{1 + (nuf/f_0)^2} I_{nh} \end{aligned} \tag{14.49}$$

onde I_{nh} é o valor eficaz do n-ésimo componente harmônico da corrente do *chopper*, que é similar à Eq. (9.10), e $f_o[= 1/2\pi\sqrt{(L_eC_e)}]$ é a freqüência ressonante do filtro de entrada. Se $(nuf/f_0) >> 1$, o n-ésimo componente harmônico da corrente na alimentação torna-se

$$I_{ns} = I_{nh}\left(\frac{f_0}{nuf}\right)^2 \tag{14.50}$$

As operações multifase são vantajosas para acionamentos de grandes máquinas elétricas rotativas, especialmente se a corrente requerida pela carga for grande. Entretanto, considerando a complexidade adicional envolvida no aumento do número de *choppers*, não há muita redução nos harmônicos gerados pelo *chopper* na rede de alimentação se mais de dois *choppers* forem utilizados. Na prática, tanto a freqüência quanto a amplitude dos harmônicos de corrente são fatores importantes para determinar o nível das interferências nos circuitos de sinalização. Em muitos sistemas de transporte rápido, os cabos de força e sinalização estão muito próximos; em sistemas de três fios, eles até mesmo compartilham um mesmo cabo. Os circuitos de sinalização são sensíveis a freqüências particulares e a redução na amplitude dos harmônicos utilizando a operação multifase dos *choppers* poderia gerar freqüências na faixa sensível – o que poderia causar mais problemas do que resolvê-los.

Exemplo 14.10

Dois *choppers* controlam uma máquina CC de excitação separada e eles têm operação defasada de $\pi/2$. A tensão da alimentação do acionamento com *chopper* é $V_s = 220$ V, a resistência total do circuito de armadura é $R_m = 4\,\Omega$, a indutância total do circuito de armadura é $L_m = 15$ mH e a freqüência de cada *chopper* é $f = 350$ Hz. Calcular a máxima ondulação da corrente de carga de pico a pico.

Solução: A freqüência efetiva de operação é $f_e = 2 \times 350 = 700$ Hz, $R_m = 4\,\Omega$, $L_m = 15$ mH, $u = 2$ e $V_s = 220$ V; $4ufL_m = 4 \times 2 \times 350 \times 15 \times 10^{-3} = 42$. Como $42 >> 4$, a Eq. (14.48) pode ser utilizada para dar, aproximadamente, a máxima ondulação de pico a pico da corrente de carga, $\Delta I_{máx} = 220/42 = 5{,}24$ A.

Exemplo 14.11

Uma máquina CC de excitação separada é controlada por dois *choppers* multifase. A corrente média da armadura é $I_a = 100$ A. Um filtro simples de entrada do tipo LC com $L_e = 0{,}3$ mH e $C_e = 4500\,\mu$F é utilizado. Cada *chopper* é operado à freqüência de $f = 350$ Hz. Determinar a componente eficaz fundamental da corrente harmônica gerada pelo *chopper* na alimentação.

Solução: $I_a = 100$ A, $u = 2$, $L_e = 0{,}3$ mH, $C_e = 4500\,\mu$F e $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{L_eC_e}) = 136{,}98$Hz. A freqüência efetiva de operação do *chopper* é $f_e = 2 \times 350 = 700$ Hz. A partir dos resultados do Exemplo 9.13, o valor eficaz da componente fundamental da corrente do *chopper* é $I_{1h} = 45{,}02$ A. A partir da Eq. (14.49), a componente fundamental da corrente harmônica gerada pelo *chopper* é

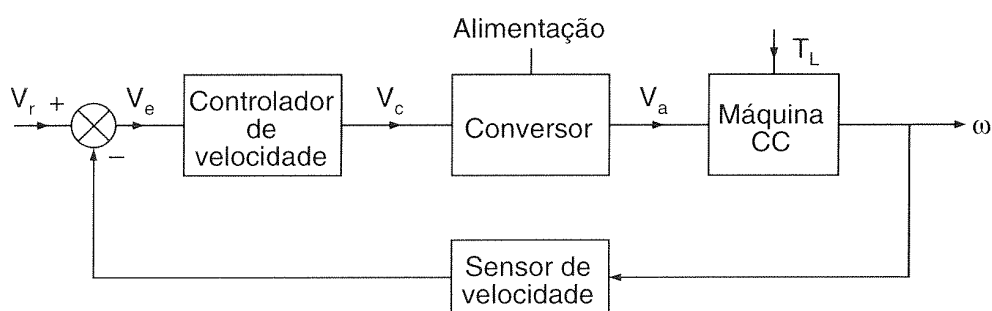
$$I_{1S} = \frac{45{,}02}{1 + (2 \times 350/136{,}98)^2} = 1{,}66 \text{ A}$$

14.7 CONTROLE EM MALHA FECHADA DE ACIONAMENTOS CC

A velocidade das máquinas CC varia com o torque da carga. Para manter uma velocidade constante, a tensão da armadura (e/ou do campo) deve ser variada continuamente variando-se o ângulo de disparo dos conversores CA-CC ou o ciclo de trabalho dos *choppers*. Em sistemas práticos, às vezes é necessário operar um acionamento a torque ou potência constante; além disso, também pode ser necessário controlar a aceleração e a desaceleração. A maioria dos sistemas industriais opera como sistemas de controle em malha fechada com realimentação. Um sistema de controle em malha fechada tem as vantagens de precisão melhorada, resposta dinâmica rápida e efeitos reduzidos de distúrbios na carga e de não-linearidades do sistema.

O diagrama em blocos de um acionamento CC de excitação separada, em malha fechada, alimentado por conversor é mostrado na Figura 14.25. Se a velocidade da máquina diminuir devido à aplicação de torque de carga adicional, o erro de velocidade V_e aumentará. O controlador de velocidade responde com um aumento no sinal de controle V_c, mudança no ângulo de disparo ou ciclo de trabalho do conversor e aumento na tensão da armadura da máquina. Um aumento na tensão da armadura desenvolve mais torque para restaurar a velocidade da máquina ao seu valor original. O acionamento normalmente passa por um período transitório até que o torque desenvolvido seja igual ao torque de carga.

Figura 14.25

Diagrama em blocos do acionamento em malha fechada de uma máquina CC alimentada por

14.7.1 Função de Transferência em Malha Aberta

As características de regime permanente dos acionamentos CC, discutidas nas seções a seguir, são da maior importância na seleção dos acionamentos CC e não são suficientes quando o acionamento é feito em controle de malha fechada. O conhecimento do comportamento dinâmico, que normalmente é expresso na forma de uma função de transferência, também é importante.

O arranjo do circuito do acionamento de uma máquina CC de excitação separada alimentada por conversor, com controle em malha aberta, é mostrado na Figura 14.26. A velocidade da máquina é ajustada pela variação da tensão de referência (ou de controle) v_r. Supondo um conversor linear de potência de ganho K_2, a tensão da armadura da máquina é

$$v_a = K_2 v_r \tag{14.51}$$

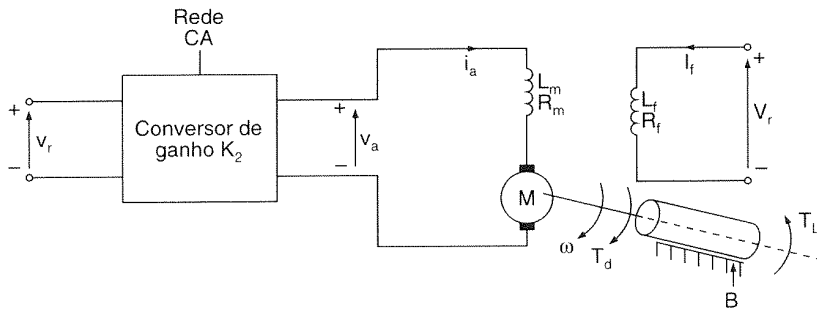



Figura 14.26

Acionamento de máquina CC de excitação separada alimentada por conversor.

Supondo que a corrente de campo da máquina, I_f, e a constante de *fcem* K_v permaneçam constantes durante quaisquer distúrbios transitórios, as equações do sistema são:

$$e_g = K_v I_f \omega \tag{14.52}$$

$$v_a = R_m i_a + L_m \frac{di_a}{dt} + e_g = R_m i_a + L_m \frac{di_a}{dt} + K_v I_f \omega \tag{14.53}$$

$$T_d = K_t I_f i_a \tag{14.54}$$

$$T_d = K_t I_f i_a = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega + T_L \tag{14.55}$$

O comportamento transitório pode ser analisado mudando-se as equações do sistema para as transformadas de Laplace com condições iniciais iguais a zero. Transformando as Eqs. (14.51), (14.53) e (14.55), obtém-se

$$V_a(s) = K_s V_r(s) \tag{14.56}$$

$$V_a(s) = R_m I_a(s) + sL_m I_a(s) + K_v I_f \omega(s) \tag{14.57}$$

$$T_d(s) = K_t I_f I_a(s) = sJ\omega(s) + B\omega(s) + T_L(s) \tag{14.58}$$

A partir da Eq. (14.57), a corrente da armadura é

$$I_a(s) = \frac{V_a(s) - K_v I_f \omega(s)}{sL_m + R_m} \tag{14.59}$$

$$= \frac{V_a(s) - K_v I_f \omega(s)}{R_m(s\tau_a + 1)} \tag{14.60}$$

onde $\tau_a = L_m/R_m$ é conhecida como a *constante de tempo* do circuito da armadura da máquina. A partir da Eq. (14.58), a velocidade da máquina é

$$\omega(s) = \frac{T_d(s) - T_L(s)}{sJ + B} \tag{14.61}$$

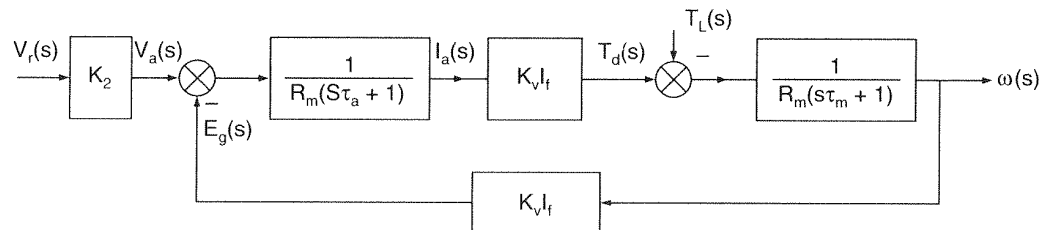
$$= \frac{T_d(s) - T_L(s)}{B(s\tau_m + 1)} \tag{14.62}$$

onde $\tau_m = J/B$ é conhecida como a *constante de tempo mecânica* da máquina. As Eqs. (14.56), (14.60) e (14.62) podem ser utilizadas para desenhar o diagrama de blocos de malha aberta, como mostrado na Figura 14.27. Dois distúrbios possíveis são a tensão de controle V_r e o torque de carga T_L. As respostas em regime permanente podem ser determinadas combinando-se as respostas individuais devido a V_r e T_L.

A resposta devido a uma variação em degrau na tensão de referência é obtida igualando-se T_L a zero. A partir da Figura 14.27, pode-se obter a resposta na velocidade devido à tensão de referência como

$$\frac{\omega(s)}{V_r(s)} = \frac{K_2 K_v I_f/(R_m B)}{s^2(\tau_a \tau_m) + s(\tau_a + \tau_m) + 1 + (K_v I_f)^2/R_m B} \tag{14.63}$$

Figura 14.27

Diagrama em blocos do acionamento em malha aberta de uma máquina CC de excitação separada.

A resposta devido a uma variação no torque de carga T_L pode ser obtida igualando-se V_r a zero. O diagrama em blocos para um distúrbio do tipo variação em degrau no torque de carga é mostrado na Figura 14.28.

$$\frac{\omega(s)}{T_L(s)} = -\frac{(1/B)(s\tau_a + 1)}{s^2(\tau_a\tau_m) + s(\tau_a + \tau_m) + 1 + (K_v I_f)^2/R_m B} \tag{14.64}$$

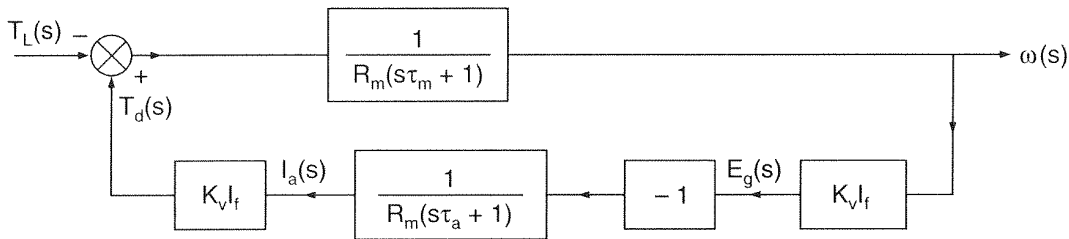



Figura 14.28

Diagrama em blocos em malha aberta para uma perturbação de torque na entrada.

Utilizando o teorema do valor final, a relação de regime permanente de uma variação na velocidade $\Delta\omega$, devido a uma variação em degrau na tensão de controle ΔV_r, e de uma variação em degrau no torque de carga ΔT_L, pode ser encontrada a partir das Eqs. (14.63) e (14.64), respectivamente, fazendo-se $s = 0$.

$$\Delta\omega = \frac{K_2 K_v I_f}{R_m B + (K_v I_f)^2}\,\Delta V_r \tag{14.65}$$

$$\Delta\omega = -\frac{R_m}{R_m B + (K_v I_f)^2}\,\Delta T_L \tag{14.66}$$

As máquinas CC em série são amplamente utilizadas em aplicações de tração onde a velocidade de regime permanente é determinada pelas forças de atrito e gradientes. Ajustando-se a tensão da armadura, a máquina pode ser operada a um torque (ou corrente) constante até a velocidade nominal (ou base), que corresponde à máxima tensão da armadura. Um acionamento de máquina CC em série controlada por *chopper* é mostrado na Figura 14.29.

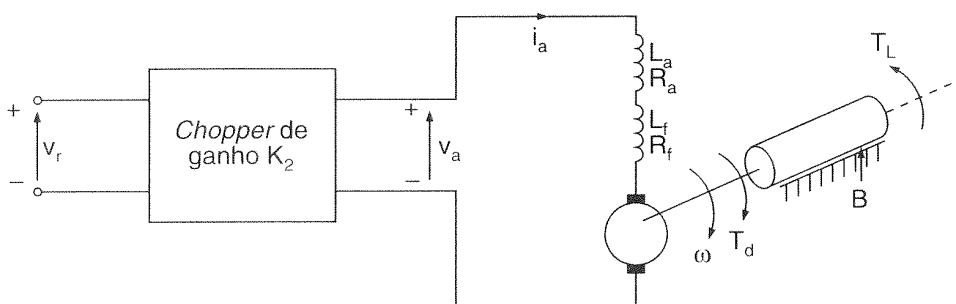



Figura 14.29

Acionamento de máquina CC em série alimentada por *chopper*.

A tensão da armadura é relacionada à tensão de controle (ou de referência) por um ganho linear do *chopper* K_2. Supondo que a constante de *fcem* K_v não varie, permanecendo constante, as equações do sistema são

$$v_a = K_2 v_r \tag{14.67}$$

$$e_g = K_v i_a \omega \tag{14.68}$$

$$v_a = R_m i_a + L_m \frac{di_a}{dt} + e_g \tag{14.69}$$

$$T_d = K_t i_a^2 \tag{14.70}$$

$$T_d = j \frac{d\omega}{dt} + B\omega + T_L \tag{14.71}$$

A Eq. (14.70) contém um produto de variáveis do tipo não-lineares e conseqüentemente a aplicação das técnicas da função de transferência não seria mais válida. Entretanto, essas equações podem ser linearizadas considerando-se uma pequena perturbação no ponto de operação. Consideremos os parâmetros do sistema em torno do ponto de operação como

$$e_g = E_{g0} + \Delta e_g \qquad i_a = I_{a0} + \Delta i_a \qquad v_a = V_{a0} + \Delta v_a \qquad T_d = T_{d0} + \Delta T_d$$

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega \qquad v_r = V_{c0} + \Delta v_r \qquad T_L = T_{L0} + \Delta T_L$$

Reconhecendo que $\Delta i_a \Delta\omega$ e $(\Delta i_a)^2$ são muito pequenos, tendendo a zero, as Eqs. (14.67) a (14.71) podem ser linearizadas para

$$\Delta v_a = K_s \Delta v_r$$

$$\Delta e_g = K_v (I_{a0} \Delta\omega + \omega_0 \Delta i_a)$$

$$\Delta v_a = R_m \Delta i_a + L_m \frac{d(\Delta i_a)}{dt} + \Delta e_g$$

$$\Delta T_d = 2K_v I_{a0} \Delta i_a$$

$$\Delta T_d = J \frac{d(\Delta\omega)}{dt} + B\Delta\omega + \Delta T_L$$

Transformando essas equações para o domínio de Laplace, obtém-se

$$\Delta V_a(s) = K_s \Delta V_r(s) \tag{14.72}$$

$$\Delta E_g(s) = K_v[I_{a0}\,\Delta\omega(s) + \omega_0\,\Delta I_a(s)] \tag{14.73}$$

$$\Delta V_a(s) = R_m \Delta I_a\,(s) + sL_m\,\Delta I_a(s) + \Delta E_g\,(s) \tag{14.74}$$

$$\Delta T_d(s) = 2K_v I_{a0} \Delta I_a(s) \tag{14.75}$$

$$\Delta T_d(s) = sJ\Delta\omega(s) + B\,\Delta\omega(s) + \Delta T_L(s) \tag{14.76}$$

Essas cinco equações são suficientes para estabelecer o diagrama em blocos de um acionamento de uma máquina CC em série, como mostrado na Figura 14.30. É evidente, a partir da Figura 14.30, que qualquer variação tanto na tensão de referência quanto no torque de carga resultará em uma variação na velocidade. O diagrama em blocos para uma variação na tensão de referência é mostrado na Figura 14.31a; para uma variação no torque, o diagrama é o da Figura 14.31b.

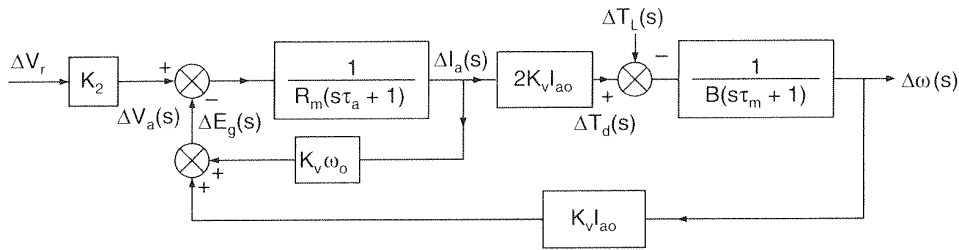



Figura 14.30

Diagrama em blocos do acionamento em malha aberta de uma máquina CC em série alimentado por *chopper*.

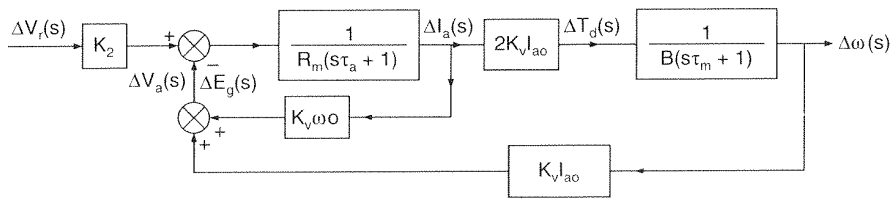
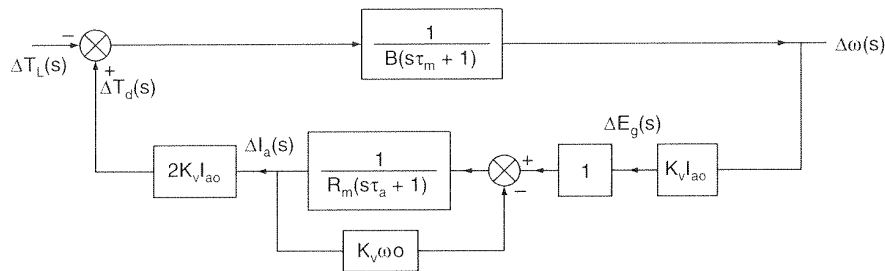



Figura 14.31

Diagrama em blocos para as perturbações na tensão de referência e no torque de carga.

14.7.2 Função de Transferência em Malha Fechada

Uma vez que os modelos para as máquinas elétricas são conhecidos, os caminhos de realimentação podem ser adicionados para se obter a resposta desejada de saída. Para transformar o arranjo em malha aberta da Figura 14.26 em um sistema de malha fechada, um sensor de velocidade é conectado ao eixo de saída. A saída do sensor, que é proporcional à velocidade, é amplificada por um fator K_1 e é comparada com a tensão de referência V_r para formar a tensão de erro V_e. O diagrama de blocos completo é mostrado na Figura 14.32.

A resposta em degrau devido a uma variação na tensão de referência para a malha fechada pode ser encontrada a partir da Figura 14.28, com $T_L = 0$. A função de transferência torna-se

$$\frac{\omega(s)}{V_r(s)} = \frac{K_2 K_v/(R_m B)}{s^2(\tau_a \tau_m) + s(\tau_a + \tau_m) + 1 + [(K_v I_f)^2 + K_1 K_2 K_v I_f]/R_m B} \tag{14.77}$$

A resposta devido a uma variação no torque de carga $T_L size3$ também pode ser obtida a partir da Figura 14.32, fazendo-se V_r igual a zero. A função de transferência torna-se

$$\frac{\omega(s)}{T_L(s)} = \frac{(1/B)(s\tau_a + 1)}{s^2(\tau_a \tau_m) + s(\tau_a + \tau_m) + 1 + [(K_v I_f)^2 + K_1 K_2 K_v I_f]/R_m B} \tag{14.78}$$

Utilizando o teorema do valor final, a variação na velocidade em regime permanente $\Delta\omega$, devido a uma variação em degrau na tensão de controle ΔV_r e a uma variação em degrau no torque ΔT_L, pode ser encontrada a partir das Eqs. (14.77) e (14.78) respectivamente, fazendo-se $V_s = 0$.

$$\Delta\omega = \frac{K_s K_v I_f}{R_m B + (K_v I_f)^2 + K_1 K_2 K_v I_f} \Delta V_r \tag{14.79}$$

$$\Delta\omega = \frac{R_m}{R_m B + (K_v I_f)^2 + K_1 K_2 K_v I_f} \Delta T_L \tag{14.80}$$

A Figura 14.32 utiliza somente a realimentação de velocidade. Na prática, é desejável que a máquina opere a uma determinada velocidade, mas ela tem de fornecer o torque de carga, que depende da corrente da armadura. Enquanto a máquina estiver operando a uma velocidade específica, se for aplicada carga subitamente, a velocidade cairá e a máquina levará tempo para retomar a velocidade anterior. A realimentação de velocidade com uma malha interna de corrente, como mostrado na Figura 14.33, fornece resposta mais rápida a quaisquer distúrbios na referência de velocidade, torque de carga e tensão de alimentação.

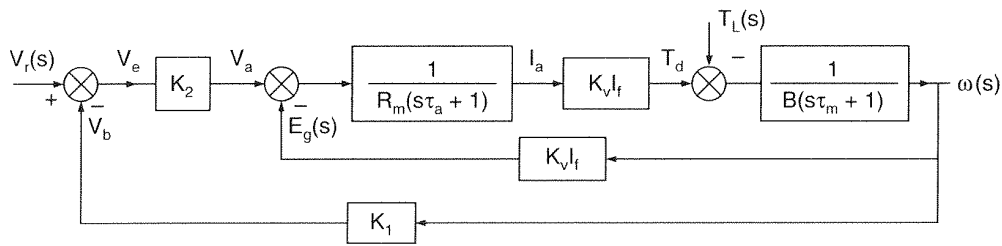



Figura 14.32

Diagrama em blocos para o controle em malha fechada de uma máquina CC de excitação separada.

A malha de corrente é utilizada para enfrentar uma súbita demanda de torque sob condição transitória. A saída do controlador de velocidade e_c é aplicada ao limitador de corrente, que estabelece a corrente de referência $I_{a(\text{ref})}$ para a malha de corrente. A corrente da armadura I_a é sentida por um sensor de corrente, normalmente filtrada por um filtro ativo para remover a ondulação e comparada com a corrente de referência $I_{a(\text{ref})}$. O erro de corrente é processado através de um controlador de corrente cuja saída v_c ajusta o ângulo de disparo do conversor, levando a velocidade da máquina para o valor desejado.

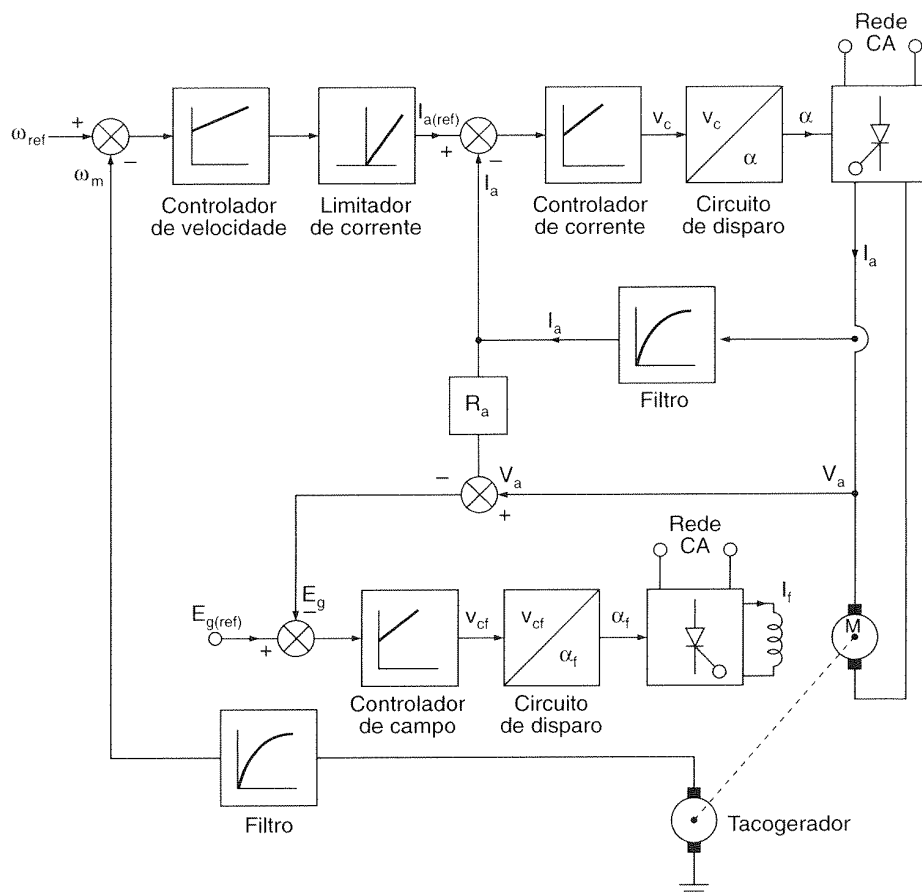
Qualquer erro positivo na velocidade causado por um aumento tanto na referência de velocidade quanto na demanda do torque de carga produzirá uma referência de corrente $I_{a(\text{ref})}$ elevada. O motor acelerará para corrigir o erro de velocidade e finalmente estabilizará em uma nova $I_{a(\text{ref})}$, que igualará o torque da máquina ao torque da carga, resultando em um erro de velocidade próximo de zero. Para qualquer erro grande e positivo de velocidade, o limitador de corrente satura e limita a corrente de referência $I_{a(\text{ref})}$ a um valor máximo $I_{a(\text{máx})}$. O erro de velocidade é então corrigido à máxima corrente de armadura permissível até que o erro de velocidade se torne pequeno e o limitador de corrente saia da saturação. Normalmente o erro de velocidade é corrigido com uma I_a menor que o valor máximo permissível $I_{a(\text{máx})}$.

O controle de velocidade de zero ao valor nominal (base) normalmente é feito através do controle da tensão da armadura com o campo no valor máximo; e o controle acima da velocidade nominal deve ser feito através do enfraquecimento do campo à tensão nominal da armadura. Na malha de controle do campo, a *fcem* $E_g(= V_a - R_aI_a)$ é comparada com a tensão de referência $E_{g(\text{ref})}$, que geralmente está entre 0,85 e 0,95 da tensão nominal da armadura. Para velocidades abaixo da nominal, o erro do campo e_f é grande e o controlador do campo satura, aplicando dessa forma a máxima tensão e corrente do campo.

Quando a velocidade está próxima da nominal, V_a também está próximo do valor nominal e o controlador do campo sai da saturação. Para uma referência de velocidade acima da velocidade nominal, o erro de velocidade causa um valor de V_a mais elevado. O motor acelera, a *fcem* E_g aumenta e o erro do campo e_f diminui. A corrente de campo então diminui e a velocidade da máquina continua a aumentar até atingir a velocidade desejada. Assim, o controle de velocidade acima da nominal é obtido através do enfraquecimento do campo, enquanto a tensão nos terminais da armadura é

mantida próxima do valor nominal. No modo de enfraquecimento de campo, o acionamento responde muito lentamente devido à grande constante de tempo do campo. Normalmente é utilizado um conversor controlado no campo, porque ele tem a capacidade de inverter a tensão, reduzindo assim a corrente de campo muito mais rápido que um conversor semicontrolado.

Figura 14.33

Controle de velocidade em malha fechada com malha interna de corrente e enfraquecimento de campo.

Exemplo 14.12

Uma máquina de 50 kW, 240 V e 1700 rpm de excitação separada é controlada por um conversor, como mostrado no diagrama em blocos da Figura 14.32. A corrente do campo é mantida constante em I_f = 1,4 A e a constante de *fcem* da máquina é K_v = 0,91 V/A-rad/s. A resistência da armadura é R_m = 0,1 Ω e a constante de atrito é B = 0,3 N · m/rad/s. A amplificação do sensor de velocidade é K_1 = 95 mV/rad/s e o ganho do controlador de potência é K_2 = 100. (a) Determinar o torque nominal da máquina. (b) Determinar a tensão de referência V_r para acionar a máquina à velocidade nominal. (c) Se a tensão de referência for mantida inalterada, determinar a velocidade na qual a máquina desenvolve o torque nominal. (d) Se o torque de carga for aumentado em 10%, determinar a velocidade da máquina. (e) Se a tensão de referência for reduzida em 10%, determinar a velocidade da máquina. (f) Se o torque de carga for aumentado em 10% do valor nominal e a tensão de referência for reduzida em 10%, determinar a velocidade da máquina. (g) Se não

houvesse realimentação (controle em malha aberta), qual seria a regulação de velocidade para uma tensão de referência de $V_r = 2{,}31$ V? (h) Determinar a regulação de velocidade para um controle em malha fechada.

Solução: $I_f = 1{,}4$ A, $K_v = 0{,}91$ V/A-rad/s, $K_1 = 95$ mV/rad/s, $K_2 = 100$, $R_m = 0{,}1\ \Omega$, $B = 0{,}3$ N · m/rad/s e $\omega_{nominal} = 1700\,\pi/30 = 178{,}02$ rad/s.

(a) O torque nominal, $T_L = 50000/178{,}02 = 280{,}87$ N · m.

(b) Como $V_a = K_2 V_r$, para o controle em malha aberta, a Eq. (14.65) dá

$$\frac{\omega}{V_a} = \frac{\omega}{K_2 V_r} = \frac{K_v I_f}{R_m B + (K_v I_f)^2} = \frac{0{,}91 \times 1{,}4}{0{,}1 \times 0{,}3 + (0{,}91 \times 1{,}4)^2} = 0{,}7707$$

A velocidade nominal,

$$V_a = \frac{\omega}{0{,}7707} = \frac{178{,}02}{0{,}7707} = 230{,}98\ \text{V}$$

e a tensão de realimentação,

$$V_b = K_1 \omega = 95 \times 10^{-3} \times 178{,}02 = 16{,}912\ \text{V}$$

Para o controle em malha fechada, $(V_r - V_b)K_2 = V_a$ ou $(V_r - 16{,}912) \times 100 = 230{,}98$, que dá a tensão de referência $V_r = 19{,}222$ V.

(c) Para $V_r = 19{,}222$ V e $\Delta T_L = 280{,}87$ N · m, a Eq. (14.80) dá

$$\Delta\omega = \frac{0{,}1 \times 280{,}86}{0{,}1 \times 0{,}3 + (0{,}91 \times 1{,}4)^2 + 95 \times 10^{-3} \times 100 \times 0{,}91 \times 1{,}4}$$

$$= -2{,}04\ \text{rad/s}$$

A velocidade com o torque nominal é

$$\omega = 178{,}02 - 2{,}04 = 175{,}98\ \text{rad/s} \quad \text{ou} \quad 1680{,}5\ \text{rpm}$$

(d) $\Delta T_L = 1{,}1 \times 280{,}87 = 308{,}96$ N · m e a Eq. (14.80) dá

$$\Delta\omega = \frac{0{,}1 \times 308{,}96}{0{,}1 \times 0{,}3 + (0{,}91 \times 1{,}4)^2 + 95 \times 10^{-3} \times 100 \times 0{,}91 \times 1{,}4}$$

$$= -2{,}246\ \text{rad/s}$$

A velocidade da máquina é

$$\omega = 178{,}02 - 2{,}246 = 175{,}774 \text{ rad/s} \quad \text{ou} \quad 1678{,}5 \text{ rpm}$$

(e) $\Delta V_r = -0{,}1 \times 19{,}222 = -1{,}9222$ V e a Eq. (14.79) dá a variação na velocidade,

$$\Delta\omega = -\frac{100 \times 0{,}91 \times 1{,}4 \times 1{,}9222}{0{,}1 \times 0{,}3 + (0{,}91 \times 1{,}4)^2 + 95 \times 10^{-3} \times 100 \times 0{,}91 \times 1{,}4}$$

$$= -17{,}8 \text{ rad/s}$$

A velocidade da máquina é

$$\omega = 178{,}02 - 17{,}8 = 160{,}22 \text{ rad/s} \quad \text{ou} \quad 1530 \text{ rpm}$$

(f) A velocidade da máquina pode ser obtida utilizando-se superposição:

$$\omega = 178{,}02 - 2{,}246 - 17{,}8 = 158 \text{ rad/s} \quad \text{ou} \quad 1508{,}5 \text{ rpm}$$

(g) $\Delta V_r = 2{,}31$ V e a Eq. (14.65) dá

$$\Delta\omega = \frac{100 \times 0{,}91 \times 1{,}4 \times 2{,}31}{0{,}1 \times 0{,}3 \times (0{,}91 \times 1{,}4)^2} = 178{,}02 \text{ rad/s} \quad \text{ou} \quad 1700 \text{ rpm}$$

e a velocidade a vazio é $\omega = 178{,}02$ rad/s ou 1700 rpm. Para plena carga, $T_L = 280{,}87$ N · m e a Eq. (14.66) dá

$$\Delta\omega = \frac{0{,}1 \times 280{,}87}{0{,}1 \times 0{,}3 + (0{,}91 \times 1{,}4)^2} = -16{,}99 \text{ rad/s}$$

e a velocidade à plena carga é

$$\omega = 178{,}02 - 16{,}99 = 161{,}03 \text{ rad/s} \quad \text{ou} \quad 1537{,}7 \text{ rpm}$$

A regulação de velocidade com o controle em malha aberta é

$$\frac{1700 - 1537{,}7}{1537{,}7} = 10{,}55\%$$

(h) Utilizando a velocidade da letra (c), a regulação de velocidade com o controle em malha fechada é

$$\frac{1700 - 1680{,}5}{1680{,}5} = 1{,}16\%$$

Nota: No controle em malha fechada, a regulação de velocidade é reduzida de um fator de aproximadamente 10, ou seja, de 10,55% para 1,16%.

14.7.3 Controle em Malha Sincronizada pela Fase

Para o controle preciso da velocidade em servossistemas, normalmente é utilizado o controle em malha fechada. A velocidade que é sentida por dispositivos sensores analógicos (por exemplo, tacogerador) é comparada com a velocidade de referência a fim de gerar o sinal de erro para variar a tensão da armadura do motor. Esses dispositivos analógicos para sentir a velocidade e comparar os sinais não são ideais e a regulação de velocidade é maior que 0,2%. O regulador de velocidade pode ser melhorado se for utilizado o controle digital de malha sincronizada pela fase (do inglês *phase locked loop – PLL*). O diagrama em blocos de um acionamento de máquina CC alimentada por conversor com controle por PLL é mostrado na Figura 14.34a, e o diagrama em blocos da função de transferência é mostrado na Figura 14.29b.

No sistema de controle por PLL, a velocidade da máquina é convertida em um trem de pulsos digital, utilizando-se um codificador de velocidade. A saída do codificador age como o sinal de realimentação de velocidade com freqüência f_0. O detector de fase compara o trem de pulsos (ou a freqüência) de referência f_r com a freqüência de realimentação f_o e gera uma tensão de saída V_e, modulada por largura de pulsos, que é proporcional à diferença em fase e freqüência dos trens de pulsos de referência e realimentação. O detector de fase (ou comparador) é fornecido em circuitos integrados. Um filtro passa-baixas converte o trem de pulsos V_e em um sinal de nível contínuo V_c que varia a saída do conversor de potência e finalmente a velocidade do motor.

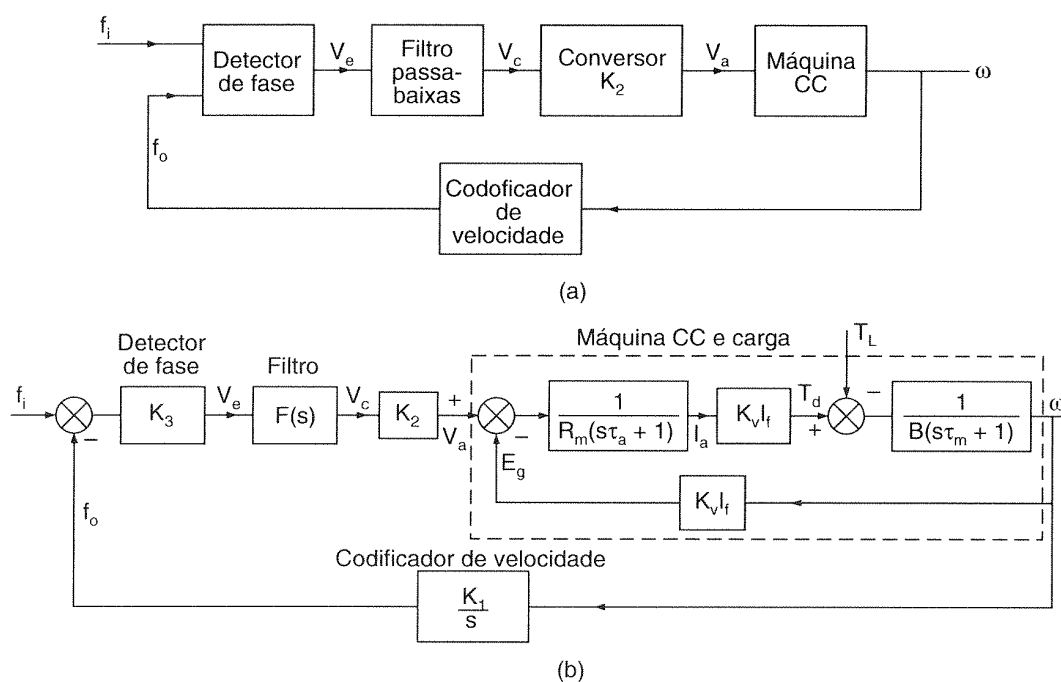



Figura 14.34
Sistema de controle com malha sincronizada pela fase.

Quando a máquina opera à mesma velocidade que o trem de pulsos de referência, as duas freqüências se sincronizam, mantendo uma diferença de fase. A saída do detector de fase é uma tensão constante proporcional à diferença de fase; e a velocidade

da máquina em regime permanente é mantida em um valor fixo independente de sua carga. Quaisquer distúrbios que contribuam para a variação na velocidade resultam em uma diferença de fase e a saída do detector de fase responde imediatamente para variar a velocidade da máquina em tal sentido e intensidade que seja restabelecido o sincronismo das freqüências de referência e realimentação. A resposta do detector de fase é muito rápida. Contanto que as duas freqüências estejam em sincronismo, a regulação de velocidade deve ser idealmente zero. Entretanto, na prática, a regulação de velocidade é limitada a 0,002%, e isso representa uma melhoria significativa em relação aos sistemas de controle de velocidade analógicos.

14.7.4 Controle de Acionamentos de Máquinas CC com o Microcomputador

O esquema de controle analógico para um acionamento de máquina CC alimentada por conversor pode ser implementado através de circuitos eletrônicos discretos. Um esquema de controle analógico tem várias desvantagens: não-linearidade do sensor de velocidade e dependência da temperatura e das tolerâncias dos componentes. Uma vez que o circuito de controle é projetado para atender a certos critérios de performance, ele pode requerer significativas alterações no circuito eletrônico para alcançar outros requerimentos de performance.

Um controle pelo microcomputador reduz o tamanho e o custo dos circuitos eletrônicos, melhorando a confiabilidade e a performance do controle. Esse esquema de controle é implementado através de programas (do inglês *softwares*) e é flexível a mudanças na estratégia de controle para alcançar as diferentes características de performance ou acrescentar funções extras de controle. Um sistema de controle com microcomputador também pode realizar várias funções desejáveis: ligar/desligar a fonte de alimentação principal, partir/parar o acionamento, controlar a velocidade, controlar a corrente, monitorar as variáveis de controle, acionar os circuitos de proteção e alarme, diagnosticar as faltas internas e comunicar com um computador supervisório central. A Figura 14.35 mostra o diagrama esquemático para um controle com microcomputador de um acionamento em quatro quadrantes alimentado por conversor.

O sinal de velocidade é alimentado em um microcomputador utilizando-se um conversor A/D (analógico-digital). Para limitar a corrente da armadura da máquina, é utilizada uma malha interna de controle da corrente. O sinal da corrente da armadura pode ser alimentado ao microcomputador através de um conversor A/D ou amostrando-se a corrente da armadura. O circuito de sincronismo com a rede é necessário para sincronizar a geração dos pulsos de disparo com a freqüência da rede de alimentação. Apesar de o microcomputador poder realizar as funções de gerador de pulsos de disparo e circuito lógico, esses são mostrados fora do microcomputador. O amplificador de pulsos fornece a isolação necessária e produz pulsos de gatilho com a amplitude e duração necessárias. O acionamento microprocessado tornou-se uma norma. O controle analógico tornou-se quase obsoleto.

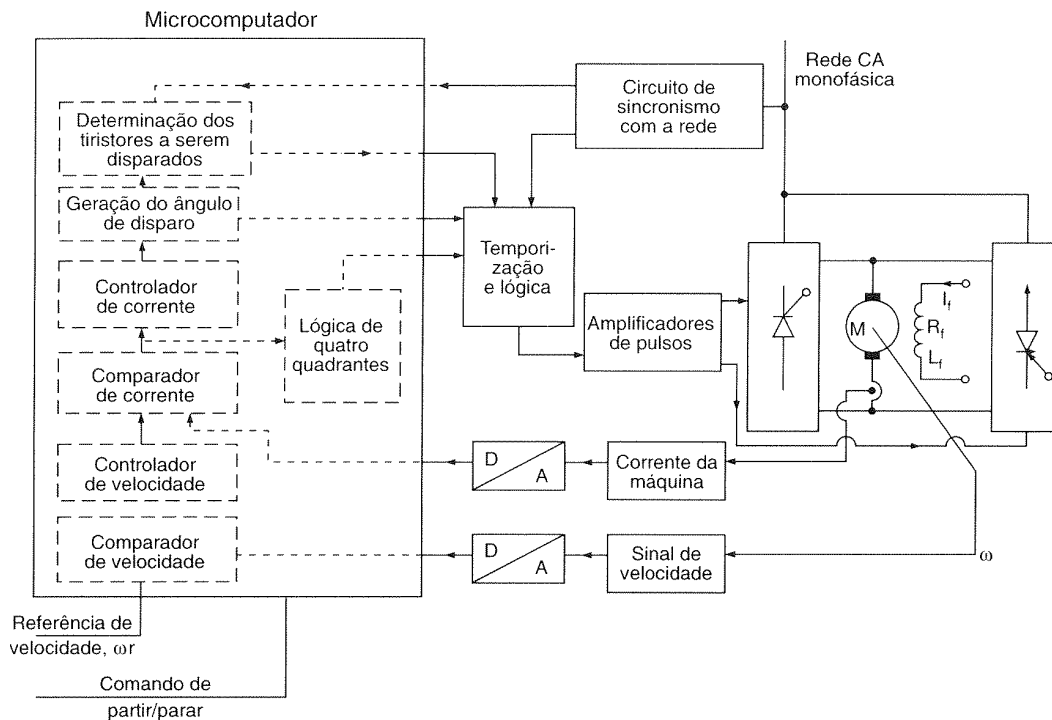



Figura 14.35

Diagrama esquemático de um acionamento CC em quatro quadrantes controlado por microcomputador.

RESUMO

Nos acionamentos CC, as tensões da armadura e do campo das máquinas CC são variadas por conversores CA-CC ou por *choppers*. Os acionamentos alimentados por conversores CA-CC normalmente são utilizados em aplicações de velocidade variável, enquanto os acionamentos alimentados por *choppers* são mais adequados para aplicações de tração. As máquinas CC em série são muito utilizadas em aplicações de tração devido à sua característica de elevado torque de partida.

Os acionamentos CC podem ser geralmente classificados em três tipos, dependendo da alimentação de entrada: (1) acionamentos monofásicos, (2) acionamentos trifásicos e (3) acionamentos com *choppers*. Novamente, cada acionamento poderia ser subdividido em três tipos dependendo dos modos de operação: (a) acionamentos em um quadrante, (b) acionamentos em dois quadrantes e (c) acionamentos em quatro quadrantes. A característica de economia de energia dos acionamentos alimentados por *choppers* é muito atraente para a utilização em sistemas de transporte que requerem paradas freqüentes.

O controle em malha fechada, que tem muitas vantagens, em geral é utilizado em acionamentos industriais. A regulação de velocidade dos acionamentos CC pode ser significativamente melhorada através do controle por malha sincronizada pela fase (PLL). Os esquemas de controle com circuitos eletrônicos analógicos são limitados em

flexibilidade e têm certas desvantagens, enquanto os acionamentos controlados por microcomputadores, que são implementados via *software*, são mais flexíveis e podem realizar muitas funções desejáveis.

REFERÊNCIAS

D. F. GEIGER. *Phaselock Loops for DC Motor Speed Control*. Nova Iorque: John Wiley & Sons, Inc., 1981.

E. REIMERS. "Design analysis of multiphase dc chopper motor drive". *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA8, n. 2, 1972, pp. 136-44.

G. K. DUBEY. *Power Semiconductor Controlled Drives*. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall, 1989.

J. BEST e P. MUSTSCHLER. "Control of armature and field current of a chopper-fed dc motor drive by a single chip microcomputer". *3rd IFAC Symposium on Control in Power Electronics and Electrical Drives*, Lausanne, Suíça, 1983, pp. 515-22.

J. F. LINDSAY e M. H. RASHID. *Electromechanics and Electrical Machinery*. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall, 1986.

M. H. RASHID. "Design of *LC* input filter for multiphase dc choppers". *Proceedings IEE*, vol. B130, n. 1, 1993, pp. 310-44.

______________ . "Dynamic responses of dc chopper controlled series motor". *IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation*, vol. IECI28, n. 4, 1981, pp. 323-40.

______________ . "Regenerative characteristics of dc chopper controlled series motor". *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. VT33, n. 1, 1984, pp. 3-13.

P. C. SEN e M. L. McDONALD. "Thyristorized dc drives with regerative braking and speed reversal". *IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation*, vol. IECI25, n. 4, 1978, pp. 347-54.

P. C. SEN. "Electric motor drives and control: past, present and future". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. IE37, n. 6, 1990, pp. 562-75.

______________ . *Thyristor DC Drives*. Nova Iorque: John Wiley & Sons, Inc., 1981.

S. K. TSO e P. T. Ho. "Dedicated microprocessor scheme for thyristor phase control of multiphase converters". *Proceedings IEE*, vol. B22, 1981, pp. 101-8.

QUESTÕES DE REVISÃO

14.1 Quais são os três tipos de acionamentos CC, baseados na alimentação de entrada?

14.2 O que é a curva característica de magnetização das máquinas CC?

14.3 Qual é o propósito de um conversor nos acionamentos CC?

14.4 O que é a velocidade nominal (base) das máquinas CC?

14.5 Quais os parâmetros a serem variados para o controle de velocidade das máquinas CC de excitação separada?

14.6 Quais os parâmetros a serem variados para o controle de velocidade das máquinas CC em série?

14.7 Por que as máquinas CC em série são as mais utilizadas em aplicações de tração?

14.8 O que é a regulação de velocidade dos acionamentos CC?

14.9 Qual é o princípio dos acionamentos de máquinas CC alimentadas com conversores monofásicos controlados?

14.10 Qual é o princípio dos acionamentos de máquinas CC alimentadas por conversores trifásicos semicontrolados?

14.11 Quais são as vantagens e desvantagens dos acionamentos das máquinas CC alimentadas por conversores monofásicos controlados?

14.12 Quais são as vantagens e desvantagens dos acionamentos de máquinas CC alimentadas por conversores monofásicos semicontrolados?

14.13 Quais são as vantagens e desvantagens dos acionamentos de máquinas CC alimentadas por conversores trifásicos controlados?

14.14 Quais são as vantagens e desvantagens dos acionamentos de máquinas CC alimentadas por conversores trifásicos semicontrolados?

14.15 Quais são as vantagens e desvantagens dos acionamentos de máquinas CC alimentadas por conversores duais trifásicos?

14.16 Por que é preferível utilizar um conversor controlado para o controle do campo das máquinas CC de excitação separada?

14.17 O que é um acionamento CC de um quadrante?

14.18 O que é um acionamento CC de dois quadrantes?

14.19 O que é um acionamento CC de quatro quadrantes?

14.20 O que é o princípio da frenagem regenerativa dos acionamentos de máquinas CC alimentadas por *choppers*?

14.21 O que é o princípio da frenagem dinâmica dos acionamentos de máquinas CC alimentadas por *choppers*?

14.22 Quais são as vantagens e desvantagens dos acionamentos CC alimentados por *choppers*?

14.23 Quais são as vantagens e desvantagens dos *choppers* multifase?

14.24 Qual é o princípio do controle em malha fechada dos acionamentos CC?

14.25 Quais são as vantagens do controle em malha fechada dos acionamentos CC?

14.26 Qual é o princípio de controle através de malha sincronizada pela fase dos acionamentos CC?

14.27 Quais são as vantagens do controle através de malha sincronizada pela fase dos acionamentos CC?

14.28 Qual é o princípio de controle por microcomputador dos acionamentos CC?

14.29 Quais são as vantagens do controle por microcomputador dos acionamentos CC?

14.30 O que é a constante de tempo mecânica de uma máquina CC?

14.31 O que é a constante de tempo elétrica de uma máquina CC?

PROBLEMAS

14.1 Uma máquina CC de excitação separada é alimentada a partir de uma fonte CC de 600 V para controlar a velocidade de uma carga mecânica, e a corrente de campo é mantida constante. A resistência da armadura e as perdas são desprezíveis. **(a)** Se o torque de carga for $T_L = 550$ N · m a 1500 rpm, determinar a corrente da armadura I_a. **(b)** Se a corrente da armadura permanecer a mesma que na letra (a) e a corrente do campo for reduzida de tal modo que a máquina opere à velocidade de 2800 rpm, determinar o torque de carga.

14.2 Repetir o Problema 14.1 se a resistência da armadura for $R_a = 0{,}12\ \Omega$. O atrito e as perdas a vazio são desprezíveis.

14.3 Uma máquina CC de 30 hp, 440 V e 2000 rpm, de excitação separada, controla uma carga que requer um torque de $T_L = 85$ N · m a 1200 rpm. A resistência do circuito do campo é $R_f = 294\ \Omega$, a resistência do circuito da armadura é $R_a = 0{,}12\ \Omega$ e a constante de tensão da máquina é $K_v = 0{,}7032$ V/A-rad/s. A tensão do campo é $V_f = 440$ V. O atrito e as perdas a vazio são desprezíveis. A corrente da armadura pode ser considerada contínua e livre de ondulação. Determinar **(a)** a *fcem* E_g, **(b)** a tensão necessária para a armadura V_a, **(c)** a corrente nominal da armadura da máquina e **(d)** a regulação de velocidade à plena carga.

14.4 Uma máquina CC em série de 120 hp, 600 V e 1200 rpm controla uma carga que requer torque de $T_L = 185$ N · m a 1100 rpm. A resistência do circuito de campo é $R_f = 0{,}06\ \Omega$, a resistência do circuito de armadura é $R_a = 0{,}04\ \Omega$ e a constante de tensão é $K_v = 32$ mV/A-rad/s. O atrito e as perdas a vazio são desprezíveis. A corrente de armadura é contínua e livre de ondulações. Determinar **(a)** a *fcem* E_g, **(b)** a tensão necessária para a armadura V_a, **(c)** a corrente nominal da armadura e **(d)** a regulação de velocidade à plena velocidade.

14.5 A velocidade de uma máquina CC de excitação separada é controlada através de um conversor monofásico semicontrolado como o da Figura 14.12a. A corrente de campo também é controlada por um conversor semicontrolado e é ajustada para o máximo valor

possível. A tensão de alimentação CA para os conversores do campo e da armadura é monofásica de 208 V a 60 Hz. A resistência da armadura é R_a = 0,12 Ω, a resistência do campo é R_f = 220 Ω e a constante de tensão da máquina é K_v = 1,055 V/A-rad/s. O torque da carga é T_L = 75 N · m a uma velocidade de 700 rpm. O atrito e as perdas a vazio são desprezíveis. As correntes da armadura e do campo são contínuas e livres de ondulação. Determinar **(a)** a corrente de campo I_f, **(b)** o ângulo de disparo do conversor no circuito de armadura α_a; e **(c)** o fator de potência de entrada do circuito de armadura.

14.6 A velocidade de uma máquina CC de excitação separada é controlada através de um conversor monofásico de onda completa como o da Figura 14.13a. O circuito de campo também é controlado por um conversor totalmente controlado e a corrente de campo é ajustada para o máximo valor possível. A tensão de alimentação CA para os conversores da armadura e do campo é monofásica de 208 V e 60 Hz. A resistência da armadura é R_a = 0,50 Ω, a resistência do circuito de campo é R_f = 345 Ω e a constante de tensão da máquina é K_v = 0,71 V/A-rad/s. O atrito e as perdas a vazio são desprezíveis. As correntes da armadura e do campo são contínuas e livres de ondulação. Se o ângulo de disparo no conversor da armadura for α_a = 45° e a corrente da armadura da máquina for I_a = 55 A, determinar **(a)** o torque desenvolvido pela máquina T_d, **(b)** a velocidade ω e **(c)** o fator de potência de entrada PF do acionamento.

14.7 Se a polaridade da força contra-eletromotriz da máquina no Problema 14.6 for invertida, através da reversão da corrente de campo, determinar **(a)** o ângulo de disparo do conversor do circuito da armadura α_a, para manter a mesma constante no mesmo valor de I_a = 55 A, e **(b)** a potência devolvida para a rede de alimentação durante a frenagem regenerativa da máquina.

14.8 A velocidade de uma máquina CC de 20 hp, 300 V e 1800 rpm de excitação separada é fornecida por um acionamento trifásico controlado. A corrente de campo também é fornecida por um conversor trifásico controlado e é ajustada para o máximo valor possível. A entrada CA é trifásica de 208 V e 60 Hz, conectada em estrela. A resistência da armadura R_a = 0,35 Ω, a resistência do campo R_f = 250 Ω e a constante de tensão da máquina é K_v = 1,15 V/A-rad/s. As correntes da armadura e do campo são contínuas e livres de ondulação. O atrito e as perdas a vazio são desprezíveis. Determinar **(a)** o ângulo de disparo do conversor da armadura α_a, se a máquina fornecer potência nominal à velocidade nominal; **(b)** a velocidade a vazio se o ângulo de disparo for o mesmo que o da letra (a) e a corrente de armadura a vazio for 10% do valor nominal; e **(c)** a regulação de velocidade.

14.9 Repetir o Problema 14.8 se tanto o circuito de armadura quanto o de campo forem alimentados por conversores trifásicos semicontrolados.

14.10 A velocidade de uma máquina CC de 20 hp, 300 V e 900 rpm de excitação separada é controlada através de um conversor trifásico totalmente controlado. A alimentação CA para os circuitos da armadura e do campo é trifásica de 208 V e 60 Hz, conectada em estrela. A resistência da armadura é R_a = 0,15 Ω, a resistência do circuito de campo é R_f = 145 Ω e a constante de tensão da máquina é K_v = 1,15 V/A-rad/s. O atrito e as perdas a vazio são desprezíveis. As correntes da armadura e do campo são contínuas e livres de ondulação. **(a)** Se o conversor do campo for operado à máxima corrente de campo e o torque desenvolvido for T_d = 106 N · m a 750 rpm, determinar o ângulo de disparo do

conversor da armadura α_a. **(b)** Se o conversor do circuito de campo for ajustado para a máxima corrente de campo, o torque desenvolvido for $T_d = 108\,N \cdot m$ e o ângulo de disparo do conversor da armadura for $\alpha_a = 0$, determinar a velocidade. **(c)** Para a mesma demanda de carga que a da letra (b), determinar o ângulo de disparo do conversor do circuito de campo se a velocidade tiver de ser aumentada para 1800 rpm.

14.11 Repetir o Problema 14.10 se tanto o circuito da armadura quanto o do campo forem alimentados por conversores trifásicos semicontrolados.

14.12 Um *chopper* controla a velocidade de uma máquina CC em série. A resistência da armadura é $R_a = 0{,}04\,\Omega$, a resistência do circuito de campo é $R_f = 0{,}06\,\Omega$ e a constante de *fcem* é $K_v = 35$ mV/A-rad/s. A tensão CC de entrada do *chopper* é $V_s = 600$ V. Se for necessário manter um torque desenvolvido constante de $T_d = 547\,N \cdot m$, plotar a velocidade da máquina em função do ciclo de trabalho k do *chopper*.

14.13 Um *chopper* CC controla a velocidade de uma máquina CC de excitação separada. A resistência da armadura é $R_a = 0{,}05\,\Omega$. A constante de *fcem* é $K_v = 1{,}527$ V/A-rad/s. A corrente nominal do campo é $I_f = 2{,}5$ A. A tensão CC de entrada para o *chopper* é $V_s = 600$ V. Se for necessário manter um torque desenvolvido constante de $T_d = 547\,N \cdot m$, plotar a velocidade da máquina em função do ciclo de trabalho k do *chopper*.

14.14 Uma máquina CC em série é alimentada por um *chopper*, como mostrado na Figura 14.18a, a partir de uma fonte de alimentação CC de 600 V. A resistência da armadura é $R_a = 0{,}03\,\Omega$ e a resistência do campo é $R_f = 0{,}05\,\Omega$. A constante de *fcem* da máquina é $K_v = 15{,}27$ mV/A-rad/s. A corrente média da armadura é $I_a = 450$ A. A corrente da armadura é contínua e tem ondulação desprezível. Se o ciclo de trabalho do *chopper* for de 75%, determinar **(a)** o fator de potência da entrada a partir da fonte de alimentação, **(b)** a resistência equivalente de entrada do acionamento com *chopper*, **(c)** a velocidade da máquina e **(d)** o torque desenvolvido da máquina.

14.15 O acionamento na Figura 14.19a é operado na frenagem regenerativa de uma máquina CC em série. A tensão da fonte de alimentação é de 600 V. A resistência da armadura é $R_a = 0{,}03\,\Omega$ e a resistência do campo é $R_f = 0{,}05\,\Omega$. A constante de *fcem* da máquina é $K_v = 12$ mV/A-rad/s. A corrente média da armadura é mantida constante em $I_a = 350$ A. A corrente da armadura é contínua e tem ondulação desprezível. Se o ciclo de trabalho do *chopper* for de 50%, determinar **(a)** a tensão média através do *chopper* V_{ch}; **(b)** a energia regenerada para a fonte de alimentação CC P_g; **(c)** a resistência de carga\'tsz equivalente da máquina agindo como gerador R_{eq}; **(d)** a velocidade mínima permissível de frenagem $\omega_{mín}$; **(e)** a velocidade máxima permissível de frenagem $\omega_{máx}$; e **(f)** a velocidade da máquina.

14.16 Um *chopper* é utilizado na frenagem dinâmica de uma máquina CC em série, como mostrado na Figura 14.20. A resistência da armadura é $R_a = 0{,}03\,\Omega$ e a resistência do campo é $R_f = 0{,}05\,\Omega$. O resistor de frenagem é $R_b = 5\,\Omega$. A constante de *fcem* $K_v = 14$ mV/A-rad/s. A corrente média da armadura é mantida constante em $I_a = 250$ A. A corrente da armadura é contínua e tem ondulação desprezível. Se o ciclo de trabalho do

chopper for de 60%, determinar **(a)** a tensão média sobre o *chopper* V_{ch}; **(b)** a potência dissipada no resistor P_b; **(c)** a resistência equivalente de carga da máquina agindo como gerador R_{eq}; **(d)** a velocidade da máquina, e **(e)** a tensão máxima do *chopper* V_p.

14.17 Dois *choppers* controlam uma máquina CC, como mostrado na Figura 14.24a, e eles têm operação defasada de π/m, onde m é o número de *choppers* multifase. A tensão de alimentação é $V_s = 440$ V, a resistência total do circuito da armadura é $R_m = 8\ \Omega$, a indutância do circuito de armadura é $L_m = 12$ mH e a freqüência de cada *chopper* é $f = 250$ Hz. Calcular o valor máximo da ondulação de corrente de pico-a-pico.

14.18 Para o Problema 14.17, plotar o valor máximo da ondulação da corrente de carga de pico a pico em função do número de *choppers* multifase.

14.19 Uma máquina CC é controlada por dois *choppers* multifase. A corrente média do circuito de armadura $I_a = 250$ A. É utilizado um filtro de entrada LC simples, com $L_e = 0{,}35$ mH e $C_e = 5600\ \mu$F. Cada *chopper* é operado à freqüência de $f = 250$ Hz. Determinar a componente eficaz fundamental da corrente harmônica gerada pelo *chopper* na alimentação.

14.20 Para o Problema 14.19, plotar a componente eficaz fundamental da corrente harmônica gerada pelo *chopper* na alimentação em função do número de *choppers* multifase.

14.21 Uma máquina CC de 40 hp, 230 V e 3500 rpm de excitação separada é controlada por um conversor linear de ganho $K_2 = 200$. O momento de inércia da carga da máquina é $J = 0{,}156\ \text{N} \cdot m/\text{rad/s}$, a constante de atrito é desprezível, a resistência total da armadura é $R_m = 0{,}045\ \Omega$ e a indutância total da armadura é $L_m = 730$ mH. A constante de *fcem* é $K_v = 0{,}502$ V/A-rad/s e a corrente de campo é mantida constante em $I_f = 1{,}25$ A. **(a)** Obter a função de transferência de malha aberta $\omega(s)/V_r(s)$ e $\omega(s)/T_L(s)$ para a máquina. **(b)** Calcular a velocidade de regime permanente da máquina se a tensão de referência for $V_r = 1$ V e o torque de carga for 60% do valor nominal.

14.22 Repetir o Problema 14.21 para um controle em malha fechada se a amplificação do sensor de velocidade for $K_1 = 3$ mV/rad/s.

14.23 A máquina no Problema 14.21 é controlada por um conversor linear de ganho K_2 em malha aberta. Se a amplificação do sensor de velocidade for $K_1 = 3$ mV/rad/s, determinar o ganho do conversor K_2 para limitar a regulação de velocidade à plena carga a 1%.

14.24 Uma máquina CC de excitação separada de 60 hp, 230 V e 1750 rpm é controlada através de um conversor, como mostrado no diagrama em blocos da Figura 14.32. A corrente de campo é mantida constante em $I_f = 1{,}25$ A e a constante de *fcem* da máquina é $K_v = 0{,}81$ V/A-rad/s. A resistência da armadura $R_a = 0{,}02\ \Omega$ e a constante de atrito é $B = 0{,}3\ \text{N} \cdot \text{m/rad/s}$. A amplificação do sensor de velocidade é $K_1 = 96$ mV/rad/s e o ganho do controlador de potência $K_2 = 150$. **(a)** Determinar o torque nominal da máquina. **(b)** Determinar a tensão de referência V_r para acionar a máquina à velocidade nominal. **(c)** Se a tensão de referência for mantida inalterada, determinar a velocidade na qual a máquina desenvolve o torque nominal.

14.25 Repetir o Problema 14.24. **(a)** Se o torque de carga for aumentado em 20% do valor nominal, determinar a velocidade da máquina. **(b)** Se a tensão de referência for reduzida em 10%, determinar a velocidade da máquina. **(c)** Se o torque de carga for reduzido em

15% do valor nominal e a tensão de referência for reduzida em 20%, determinar a velocidade da máquina. **(d)** Se não houvesse realimentação, como no controle em malha aberta, determinar a regulação de velocidade para uma tensão de referência de $V_r = 1{,}24$ V. **(e)** Determinar a regulação de velocidade para um controle em malha fechada.

14.26 Uma máquina CC em série de 40 hp, 230 V e 3500 rpm é controlada por um conversor linear de ganho $K_2 = 200$. O momento de inércia da carga da máquina é $J = 0{,}156\ \text{N} \cdot \text{m/rad/s}$, a constante de atrito é desprezível, a resistência total da armadura $R_m = 0{,}045\ \Omega$ e a indutância total da armadura $L_m = 730$ mH. A constante de *fcem* é $K_v = 340$ mV/A-rad/s. A resistência do campo $R_f = 0{,}035\ \Omega$ e a indutância do campo $L_f = 450$ mH. **(a)** Obter a função de transferência de malha aberta $\omega(s)/V_r(s)$ e $\omega(s)/T_L(s)$ para a máquina. **(b)** Calcular a velocidade de regime permanente da máquina se a tensão de referência $V_r = 1$ V e o torque de carga da máquina for 60% do valor nominal.

14.27 Repetir o Problema 14.26 para o controle em malha fechada se a amplificação do sensor de velocidade for $K_1 = 3$ mV/rad/s.

Acionamentos CA

15.1 INTRODUÇÃO

O controle das máquinas CC requer o fornecimento de uma tensão CC variável que pode ser obtida a partir de *choppers* ou retificadores controlados. Esses controladores de tensão são simples e mais baratos. As máquinas CC são relativamente caras e requerem mais manutenção devido às escovas e comutadores. Entretanto, os acionamentos CC são utilizados em muitas aplicações industriais. As máquinas CA exibem estruturas altamente acopladas, não-lineares e multivariáveis, que são o oposto das máquinas CC de excitação separada, com estruturas desacopladas muito mais simples. O controle dos acionamentos CA geralmente requer algoritmos complexos que podem ser implementados através de microprocessadores e/ou microcomputadores, juntamente com conversores de potência de chaveamento rápido.

As máquinas CA têm muitas vantagens: são mais leves (20% a 40% mais leves que as máquinas CC equivalentes), baratas e de pouca manutenção, se comparadas às máquinas CC. Elas requerem controle de freqüência, tensão e corrente para aplicações de velocidade variável. Os conversores de potência, inversores e controladores de tensão CA podem controlar a freqüência, a tensão e/ou a corrente para fornecer os requisitos do acionamento. Os controladores de potência, que são relativamente complexos e mais caros, requerem técnicas avançadas de controle com realimentação, tais como modelo de referência, controle adaptativo, controle do escorregamento e controle de campo orientado. Entretanto, as vantagens dos acionamentos CA superam as desvantagens. Há dois tipos de acionamentos CA:

1. acionamento de máquinas de indução;
2. acionamento de máquinas síncronas.

15.2 ACIONAMENTO DE MÁQUINAS DE INDUÇÃO

As máquinas de indução trifásicas são comumente utilizadas em acionamentos de velocidade variável e têm enrolamentos do estator e do rotor trifásicos. Os enrolamentos do estator são alimentados com tensões CA trifásicas equilibradas, que produzem tensões induzidas nos enrolamentos do rotor devido à ação de transformação. É possível arranjar a distribuição dos enrolamentos do estator de tal forma que haja um efeito de múltiplos pólos, produzindo vários ciclos de força magnetomotriz (fmm) ou campo no entreferro. Esse campo estabelece uma densidade de fluxo senoidal distribuída espacialmente no entreferro. A velocidade de rotação do campo é chamada *velocidade síncrona*, que é definida por

$$\omega_s = \frac{2\omega}{p} \tag{15.1}$$

onde p é o número de pólos e ω a freqüência da rede em rad/s.

Se a tensão de fase do estator, $v_s = \sqrt{2}\, V_s$ sen ωt, produzir um enlace de fluxo (no rotor) dado por

$$\phi(t) = \phi_m \cos(\omega_m t + \delta - \omega_s t) \tag{15.2}$$

a tensão induzida, por fase, no enrolamento do rotor será

$$\begin{aligned} e_r &= N_c \frac{d\phi}{dt} = N_c \frac{d}{dt}[\phi_m \cos(\omega_m t + \delta - \omega_s t)] \\ &= -N_r \phi_m (\omega_s - \omega_m) \operatorname{sen}[(\omega_s - \omega_m)t - \delta] \qquad (15.3) \\ &= -sE_m \operatorname{sen}(s\omega_s t - \delta) \\ &= -s\sqrt{2}\, E_r \operatorname{sen}(s\omega_s t - \delta) \end{aligned}$$

onde N_r = número de espiras em cada fase do rotor;

ω_m = velocidade angular do rotor;

δ = posição relativa do rotor;

E_r = valor eficaz rms da tensão induzida no rotor, por fase;

e s é o escorregamento, definido como

$$s = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} \tag{15.4}$$

que dá a velocidade da máquina como $\omega_m = s(1 - s)$. O circuito equivalente para uma fase do rotor é mostrado na Figura 15.1a, onde R'_r é a resistência dos enrolamentos do rotor, por fase, X'_r é reatância de dispersão do rotor, por fase, à freqüência da rede e E_r representa a tensão eficaz de fase induzida quando a velocidade é zero (ou $s = 1$). A corrente do rotor é dada por

$$I'_r = \frac{sE_c}{R'_r + jsX'_r} \tag{15.5}$$

$$= \frac{E_r}{R'_r/s} + jX'_r \tag{15.5a}$$

onde R'_r e X'_r são referidas ao enrolamento do rotor.

O modelo de circuito por fase das máquinas de indução é mostrado na Figura 15.1b, onde R_s e X_s são a resistência e a reatância de dispersão dos enrolamentos do estator, por fase. O modelo de circuito completo, com todos os parâmetros referidos ao estator, é mostrado na Figura 15.1c, onde R_m representa a resistência para as perdas de excitação (ou no núcleo) e X_m é a reatância de magnetização. Haverá perdas no núcleo do estator, quando a alimentação for conectada e as perdas no núcleo do rotor dependerem do escorregamento. As perdas por atrito e ventilação, P_{vazio}, existem quando a máquina gira. As perdas no núcleo P_c podem ser incluídas como parte das perdas rotacionais P_{vazio}.

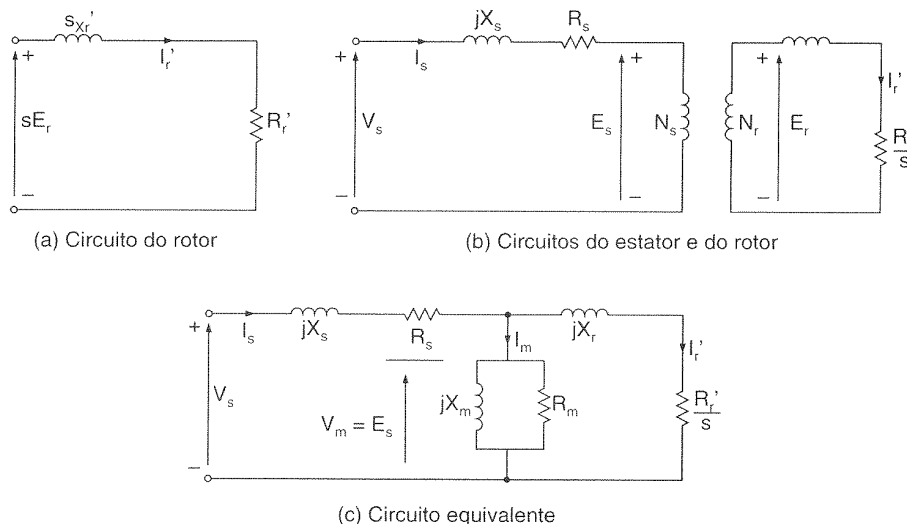



Figura 15.1

Modelo de circuito para as máquinas de indução.

15.2.1 Características de Performance

A corrente do rotor I_r e a corrente do estator I_s podem ser encontradas a partir do modelo de circuito da Figura 15.1c, onde R_r e X_r são referidas aos enrolamentos do estator. Uma vez que os valores de I_r e I_s sejam conhecidos, os parâmetros de performance de uma máquina trifásica podem ser determinados da seguinte forma:

Perdas no cobre do estator

$$P_{su} = 3I_s^2R_s \tag{15.6}$$

Perdas no cobre do rotor

$$P_{ru} = 3I_r^2R_r \tag{15.7}$$

Perdas no núcleo

$$P_c = \frac{3V_m^2}{R_m} \approx \frac{3V_s^2}{R_m} \tag{15.8}$$

A potência no entreferro (potência que passa do estator para o rotor através do entreferro de ar) é

$$P_g = 3I_r^2 \frac{R_r}{s} \tag{15.9}$$

A potência desenvolvida é

$$P_d = P_g - P_{ru} - 3I_r^2 \frac{R_r}{s}(1 - s) \tag{15.10}$$

$$= P_g(1 - s) \tag{15.11}$$

O torque desenvolvido é

$$T_d = \frac{P_d}{\omega_m} \tag{15.12}$$

$$= \frac{P_g(1 - s)}{\omega_s(1 - s)} = \frac{P_g}{\omega_s} \tag{15.12a}$$

A potência de entrada é

$$P_i = 3V_s I_s \cos\theta_m \tag{15.13}$$

$$= P_c + P_{su} + P_a \tag{15.13a}$$

onde θ_m é o ângulo entre I_s e V_s. A potência de saída é

$$P_o = P_d - P_{\text{vazio}}$$

A eficiência é

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{P_d - P_{\text{vazio}}}{P_c + P_{su} + P_g} \tag{15.14}$$

Se $P_g >> (P_c + P_{su})$ e $P_d >> P_{\text{vazio}}$, a eficiência torna-se aproximadamente

$$\eta = \frac{P_d}{P_g} = \frac{P_g(1 - s)}{P_g} = 1 - s \tag{15.14a}$$

O valor de X_m normalmente é grande e R_m, que é muito maior, pode ser retirado do modelo de circuito para simplificar os cálculos. Se $X_m^2 >> (R_s^2 + X_s^2)$; então, $V \approx V_m$ e a reatância de magnetização X_m pode ser mudada para o enrolamento do estator para simplificar ainda mais; isso é mostrado na Figura 15.2.

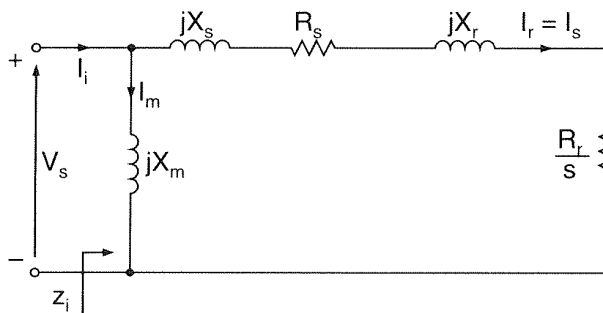



Figura 15.2

Circuito equivalente aproximado por fase.

A impedância de entrada da máquina torna-se

$$\mathbf{Z}_i = \frac{-X_m(X_s + X_r) + jX_m(R_s + R_r/s)}{R_s + R_r/s + j_{X_m} + X_s + x_r)} \tag{15.15}$$

e o ângulo do fator de potência da máquina torna-se

$$\theta_m = \pi - \tan^{-1}\frac{R_s + R_r/s}{X_s + X_r} + \tan^{-1}\frac{X_m + X_s + X_r}{R_s + R_r/s} \tag{15.16}$$

A partir da Figura 15.2, a corrente eficaz da máquina é

$$I_r = \frac{V_s}{[(R_s + R_r/s)^2 + (X_s + X_r)^2]^{1/2}} \tag{15.17}$$

Substituindo I_r da Eq. (15.17) na Eq. (15.9) e então P_g na Eq. (15.12a), obtém-se

$$T_d = \frac{3R_r V_s^2}{s\omega_s[(R_s + R_r/s)^2 + (X_s + X_r)^2]} \tag{15.18}$$

Se a máquina for alimentada a partir de uma tensão fixa a uma freqüência constante, o torque desenvolvido é uma função do escorregamento e a curva característica de torque-velocidade pode ser determinada a partir da Eq. (15.18). Uma plotagem típica do torque desenvolvido em função do escorregamento é mostrada na Figura 15.3. A operação como motor no sentido inverso e a frenagem regenerativa são obtidas através da reversão da seqüência de fase nos terminais da máquina. A curva característica reversa de torque-velocidade é mostrada pelas linhas pontilhadas. Há três regiões de operação: (1) como motor ou em aceleração, $0 \leq s \leq 1$; (2) regeneração, $s < 0$; e (3) plugueamento, $1 \leq s \leq 2$. Na operação como motor, a máquina gira no mesmo sentido que o campo; e à medida que o escorregamento aumenta, o torque também aumenta enquanto o fluxo no entreferro permanece constante. Uma vez que o torque atinge seu valor máximo T_m em $s = s_m$, o torque diminui, com um aumento no escorregamento devido à redução no fluxo do entreferro.

Na regeneração, a velocidade ω_m é maior que a velocidade síncrona ω_s, com ω_m e ω_s estando no mesmo sentido, e o escorregamento é negativo. Portanto, R_r/s é negativo. Isso significa que a potência está sendo devolvida desde o eixo no circuito do rotor e a máquina opera como um gerador. A máquina devolve energia para o sistema de alimentação. A curva característica de torque-velocidade é similar àquela da operação como motor, mas com valor negativo de torque.

No plugueamento reverso, a velocidade é oposta ao sentido do campo e o escorregamento é maior que a unidade. Isso pode acontecer se a seqüência da fonte de alimentação for invertida enquanto a operação estiver ocorrendo no sentido direto, de tal maneira que o sentido do campo seja também invertido. O torque desenvolvido, que está no mesmo sentido que o campo, opõe-se ao movimento e age como torque frenante. Como $s > 1$, a corrente da máquina será elevada, mas o torque desenvolvido será baixo. A energia devido à frenagem por plugueamento tem de ser dissipada dentro da máquina e isso pode causar o seu aquecimento excessivo. Esse tipo de frenagem normalmente não é recomendado.

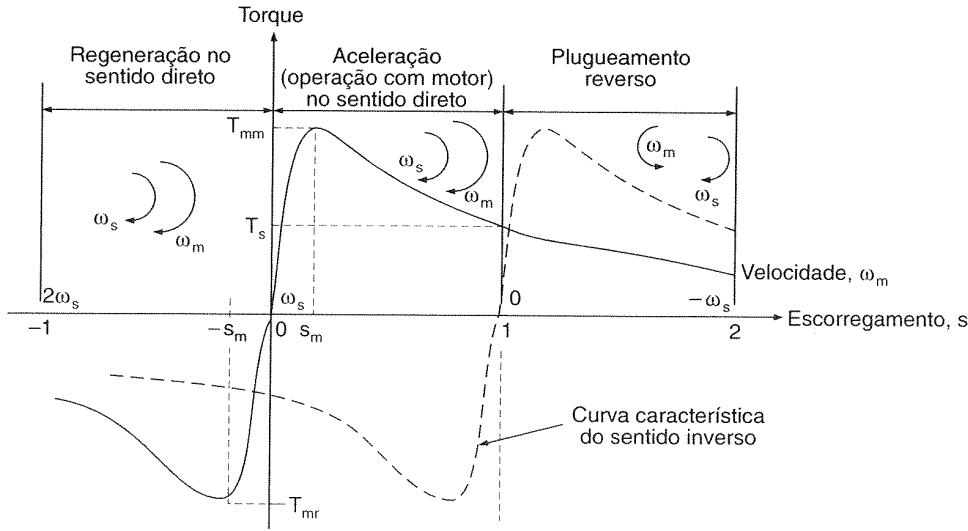



Figura 15.3

Curva característica torque-velocidade.

Na partida, a velocidade da máquina $\omega_m = 0$ e $s = 1$. O torque de partida pode ser encontrado a partir da Eq. (15.18), fazendo-se $s = 1$ da seguinte maneira:

$$T_s = \frac{3R_r V_s^2}{\omega_s [(R_s + R_r)^2 + (X_s + X_r)^2]} \tag{15.19}$$

O escorregamento para o torque máximo s_m pode ser determinado fazendo-se $dT_d/ds = 0$, e a Eq. (15.18) dá

$$s_m = \pm \frac{R_r}{[R_s^2 + (X_s + X_r)^2]^{1/2}} \tag{15.20}$$

Substituindo $s = s_m$ na Eq. (15.18), obtém-se o máximo torque desenvolvido durante a operação como motor, que também é conhecido como *torque de perda de sincronismo* ou *torque de ruptura* (do inglês *pull-out torque* ou *breakdown torque*),

$$T_{mm} = \frac{3V_s^2}{2\omega_s[R_s + \sqrt{R_s^2 + (X_s + X_r)^2}]} \tag{15.21}$$

e o torque regenerativo máximo pode ser encontrado a partir da Eq. (15.18), fazendo

$$s = -s_m$$

$$T_{mr} = \frac{3V_s^2}{2\omega_s[-R_s + \sqrt{R_s^2 + (X_s + X_r)^2}]} \tag{15.22}$$

Se R_s for considerada pequena comparada a outras impedâncias do circuito, o que normalmente é uma aproximação válida para máquinas com especificações de mais de 1 kW, as expressões correspondentes tornam-se

$$T_d = \frac{3R_r V_s^2}{s\omega_s[(R_r/s)^2 + (X_s + X_r)^2]} \tag{15.23}$$

$$T_s = \frac{3R_r V_s^2}{\omega_s[(R_r^2 + (X_s + X_r)^2]} \tag{15.24}$$

$$s_m = \pm \frac{R_r}{X_s + X_r} \tag{15.25}$$

$$T_{mm} = -T_{mr}\ \frac{3V_s^2}{2\omega_s(X_s + X_r)} \tag{15.26}$$

Normalizando as Eqs. (15.23) e (15.24) em relação à Eq. (15.26), obtém-se

$$\frac{T_d}{T_{mm}} = \frac{2R_r(X_s + X_r)}{s\,[(R_r/s)^2 + (X_s + X_r)^2]} = \frac{2ss_m}{s_m^2 + s^2} \tag{15.27}$$

e

$$\frac{T_s}{T_{mm}} = \frac{2R_r(X_s + X_r)}{R_r^2 + (X_s + X_r)^2} = \frac{2s_m}{s_m^2 + 1} \tag{15.28}$$

Se $s < 1$, $s^2 << s_m^2$, a Eq. (15.27) pode ser aproximada para

$$\frac{T_d}{T_{mm}} = \frac{2s}{s_m} = \frac{2(\omega_s - \omega_m)}{s_m\,\omega_s} \tag{15.29}$$

que dá a velocidade como uma função do torque,

$$\omega_m = \omega_s\left(1 - \frac{s_m}{2T_{mm}}\,T_d\right) \tag{15.30}$$

Pode-se notar, a partir das Eqs. (15.29) e (15.30), que se a máquina operar com pequeno escorregamento, o torque desenvolvido será proporcional ao escorregamento e a velocidade diminuirá com o torque. A corrente do rotor, que é zero à velocidade síncrona,

aumenta devido à diminuição em R_r/s, à medida que a velocidade diminui. O torque desenvolvido também aumenta até que se torne máximo em $s = s_m$. Para $s < s_m$, a máquina opera na parte estável da curva característica torque-velocidade. Se a resistência do rotor for pequena, s_m será pequeno. Isto é, a variação na velocidade da máquina da condição a vazio até o torque nominal é apenas de uma pequena porcentagem. A máquina opera essencialmente a uma velocidade constante. Quando o torque de carga excede o torque de ruptura, a máquina pára e a proteção de sobrecarga tem de desconectá-la da alimentação imediatamente, para evitar danos devido ao sobreaquecimento. Deve-se notar que para $s > s_m$, o torque diminui, apesar do aumento na corrente do rotor, e a operação é instável para a maioria das máquinas. A velocidade e o torque das máquinas de indução podem ser variados através de um dos seguintes métodos:

1. controle da tensão do estator (ou estatórica);
2. controle da tensão do rotor (ou rotórica);
3. controle da freqüência;
4. controle da tensão e freqüência do estator;
5. controle da corrente do estator;
6. controle da tensão, corrente e freqüência.

Para se estabelecer o ciclo de trabalho torque-velocidade de um acionamento, normalmente utiliza-se o controle da tensão, corrente e freqüência.

Exemplo 15.1

Uma máquina de indução trifásica de 460 V, 60 Hz e quatro pólos, conectada em estrela, tem os seguintes parâmetros de circuito equivalente: $R_s = 0{,}42\ \Omega$, $R_r = 0{,}23\ \Omega$, $X_s = X_r = 0{,}82\ \Omega$ e $X_m = 22\ \Omega$. As perdas a vazio, $P_{\text{vazio}} = 60$ W, podem ser consideradas constantes. A velocidade do rotor é 1750 rpm. Utilizar o circuito equivalente aproximado da Figura 15.2 para determinar (a) a velocidade síncrona ω_s; (b) o escorregamento s; (c) a corrente de entrada I_i; (d) a potência de entrada P_i; (e) o fator de potência de entrada da alimentação PF_s; (f) a potência no entreferro P_g; (g) as perdas no cobre do rotor P_{ru}; (h) as perdas no cobre do estator P_{su}; (i) o torque desenvolvido T_d; (j) a eficiência; (k) a corrente de partida I_{rs} e o torque de partida T_s; (l) o escorregamento para o torque máximo s_m; (m) o torque máximo desenvolvido na operação como motor T_{mm}; (n) o torque máximo regenerativo desenvolvido T_{mr}; e (o) o T_{mm} e T_{mr} se R_s for desprezado.

Solução: $f = 60$ Hz, $p = 4$, $R_s = 0{,}42\ \Omega$, $R_r = 0{,}23\ \Omega$, $X_s = X_r = 0{,}82\ \Omega$, $X_m = 22\ \Omega$ e $N = 1750$ rpm. A tensão de fase é $V_s = 460/\sqrt{3} = 265{,}58$ V, $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ {*rad/s* e $\omega_m = 1750\,\pi/30 = 183{,}26$ rad/s.

(a) A partir da Eq. (15.1), $\omega_s = 2\omega/p = 2 \times 377/4 = 188{,}5$ rad/s.

(b) A partir da Eq. (15.4), $s = (188{,}5 - 183{,}26)/188{,}5 = 0{,}028$.

(c) A partir da Eq. (15.15),

$$\mathbf{Z}_i = \frac{-22 \times (0{,}82 + 0{,}82) + j22 + \times (0{,}42 + 0{,}23\ 0{,}028)}{0{,}42 + 0{,}23/0{,}028 + j(22 + 0{,}82 + 0{,}82)} = 7{,}732 \underline{/\ 149{,}2^\circ}$$

$$\mathbf{I}_i = \frac{V_s}{Z_i} = \frac{265{,}58}{7{,}732} \underline{/-149{,}2^\circ} = 34{,}35 \underline{/-149{,}2^\circ}\ \text{A}$$

(d) O fator de potência da máquina é

$$\text{PF}_m = \cos(-149{,}2^\circ) = 0{,}858 \text{ (indutivo)}$$

A partir da Eq. (15.13),

$$P_i = 3 \times 265{,}58 \times 34{,}35 \times 0{,}858 = 23482\ \text{W}$$

(e) O fator de potência da alimentação de entrada é $\text{PF}_s = \text{PF}_m = 0{,}858$ (indutivo), que é o mesmo fator de potência da máquina PF_m, porque a alimentação é senoidal.

(f) A partir da Eq. (15.17), a corrente eficaz do rotor é

$$I_r = \frac{265{,}58}{[(0{,}42 + 0{,}23/0{,}028)^2 + (0{,}82 + 0{,}82)^2]^{1/2}} = 30{,}1\ \text{A}$$

A partir da Eq. (15.9),

$$P_g = \frac{3 \times 30{,}1^2 \times 0{,}23}{0{,}028} = 22{,}237\ \text{W}$$

(g) A partir da Eq. (15.7), $P_{ru} = 3 \times 30{,}1^2 \times 0{,}23 = 625$ W.

(h) A perda no cobre do estator, $P_{su} = 3 \times 30{,}1^2 \times 0{,}42 = 1142$ W.

(i) A partir da Eq. (15.12a), $T_d = 22237/188{,}5 = 118{,}4\ \text{N} \cdot \text{m}$.

(j) $P_0 = P_g - P_{ru} - P_{\text{vazio}} = 22327 - 625 - 60 = 21642$ W.

(k) Para $s = 1$, a Eq. (15.17) dá a corrente eficaz do rotor na partida como

$$I_{rs} = \frac{265{,}58}{[(0{,}42 + 0{,}23)^2 + (0{,}82 + 0{,}82)^2]^{1/2}} = 150{,}5\ \text{A}$$

A partir da Eq. (15.19),

$$T_s = \frac{3 \times 0{,}23 \times 150{,}5^2}{188{,}5} = 82{,}9\ \text{N} \cdot \text{m}$$

(l) A partir da Eq. (15.20), o escorregamento para o torque máximo (ou potência) é

$$s_m = \frac{0{,}23}{[0{,}42^2 + (0{,}82 + 0{,}82)^2]^{1/2}} = \pm\ 0{,}1359$$

(m) A partir da Eq. (15.21), o torque máximo desenvolvido é

$$T_{mm} = \frac{3 \times 265{,}58^2}{2 \times 188{,}5 \times [0{,}42\ \sqrt{0{,}42^2 + (0{,}82 + 0{,}82)^2}]}$$

$$= 265{,}64\ \mathrm{N \cdot m}$$

(n) A partir da Eq. (15.22), o torque regenerativo máximo é

$$T_{mr} = -\frac{3 \times 265{,}58^2}{2 \times 188{,}5 \times [-0{,}42 + \sqrt{0{,}42^2} + (0{,}82 + 0{,}82)^2]}$$

$$= -440{,}94\ \mathrm{N \cdot m}$$

(o) A partir da Eq. (15.25),

$$s_m = \pm\frac{0{,}23}{0{,}82 + 0{,}82} = \pm\ 0{,}1402$$

A partir da Eq. (15.26),

$$T_{mm} = -T_{mr} = \frac{3 \times 265{,}58^2}{2 \times 188{,}5 \times (0{,}82 + 0{,}82)} = 342{,}2\ \mathrm{N \cdot m}$$

Nota: R_s amplia a diferença entre T_{mm} e T_{mr}. Para $R_s = 0$, $T_{mm} = -T_{mr} = 342{,}2$ N · m, quando comparado a $T_{mm} = 265{,}64$ N · m e $T_{mr} = -440{,}94$ N · m.

15.2.2 Controle da Tensão do Estator

A Eq. (15.18) indica que o torque é proporcional ao quadrado da tensão de alimentação do estator, e uma redução nesta produzirá uma redução na velocidade. Se a tensão terminal for reduzida para bV_s, a Eq. (15.18) dará o torque desenvolvido como

$$T_d = \frac{3R_r(bV_s)^2}{s\omega_s[(R_s + R_r/s)^2 + (X_s + X_r)^2]}$$

em que $b \leq 1$.

A Figura 15.4 mostra as curvas características típicas torque-velocidade para os vários valores de b. Os pontos de interseção com a linha da carga definem os pontos de operação estável. Em qualquer circuito magnético, a tensão induzida é proporcional ao fluxo e à freqüência e o fluxo eficaz do *rms* entreferro pode ser expresso como

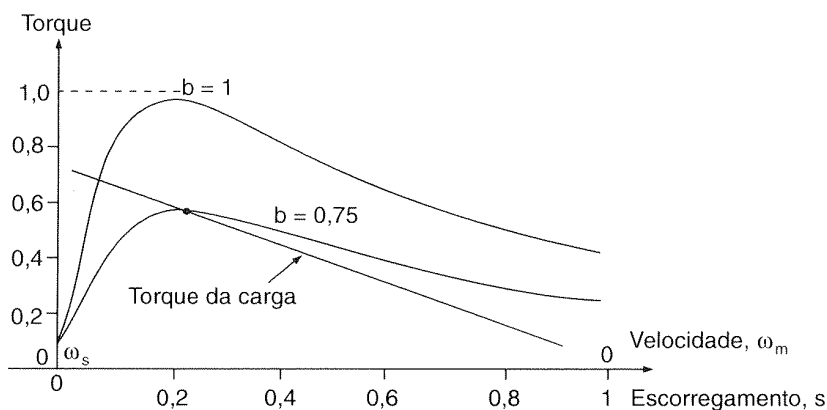
$$V_a = bV_s = K_m \omega \phi$$

ou

$$\phi = \frac{V_a}{K_m \omega} = \frac{bV_s}{K_m \omega} \tag{15.31}$$

onde K_m é uma constante e depende do número de espiras do enrolamento do estator. À medida que a tensão do estator é reduzida, o fluxo do entreferro e o torque também são reduzidos. A uma tensão mais baixa, a corrente terá um máximo a um escorregamento de $s_a = \frac{1}{3}$. A faixa de controle da velocidade depende do escorregamento para o torque máximo s_m. Para uma máquina de baixo escorregamento, a faixa de velocidade é muito estreita. Esse tipo de controle de tensão não é adequado para uma carga de torque constante e em geral é aplicado em situações que requerem baixo torque de partida e faixa estreita de velocidade a um escorregamento relativamente baixo.

Figura 15.4

Curvas características torque-velocidade para tensão do estator variável.

A tensão do estator pode ser variada através de (1) controladores de tensão CA trifásicos, (2) inversores trifásicos do tipo fonte de tensão com interligação CC variável ou (3) inversores trifásicos PWM. Entretanto, devido às características de faixa de velocidade limitada, os controladores de tensão CA normalmente são utilizados em controle de tensão e são muito simples, mas o conteúdo harmônico é elevado e o fator de potência de entrada dos controladores é baixo. Eles são utilizados principalmente em aplicações de baixa potência, tais como ventiladores, sopradores e bombas centrífugas, onde o torque de partida é baixo. Eles também são utilizados para a partida de máquinas de indução de alta potência para limitar o pico de corrente.

Exemplo 15.2

Uma máquina de indução trifásica de 460 V, 60 Hz e quatro pólos, conectada em estrela, tem os seguintes parâmetros: $R_s = 1{,}01\,\Omega$, $R_r = 0{,}69\,\Omega$, $X_s = 1{,}3\,\Omega$, $X_r = 1{,}94\,\Omega$ e $X_m = 43{,}5\,\Omega$. A perda a vazio (P_{vazio}) é desprezível. O torque de carga, que é proporcional ao quadrado da velocidade, é 41 N · m a 1740 rpm. Se a velocidade da máquina for 1550 rpm, determinar (a) o torque de carga T_L; (b) a corrente do rotor I_r; (c) a tensão de alimentação do estator V_a; (d) a corrente de entrada da máquina I_i; (e) a potência de entrada da máquina P_i; (f) o escorregamento para a corrente máxima s_a; (g) a máxima corrente do rotor $I_{r\,(máx)}$; (h) a velocidade à máxima corrente do rotor ω_a; e (i) o torque à corrente máxima T_a.

Solução: $p = 4$, $f = 60$ Hz, $V_s = 460/\sqrt{3} = 265{,}58$ V, $R_s = 1{,}01\,\Omega$, $R_r = 0{,}69\,\Omega$, $X_s = = 1{,}3\,\Omega$, $X_r = 1{,}94\Omega$ e $X_m = 43{,}5\Omega$, $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s e $\omega_s = 377 \times 2/4 = 188{,}5$ rad/s. Como o torque é proporcional ao quadrado da velocidade,

$$T_L = K_m\,\omega_m^2 \tag{15.32}$$

Em $\omega_m = 1740\pi/30 = 182{,}2$rad/s, $T_L = 41$ N · m e a Eq. (15.32) dá $K_m = 41/182{,}2^2 = 1{,}235 \times 10^{-3}$ e $\omega_m = 1550\,\pi/30 = 162{,}3$ rad/s. A partir da Eq. (15.4), $s = (188{,}5 - 162{,}3) / 188{,}5 = 0{,}139$.

(a) A partir da Eq. (15.32), $T_L = 1{,}235 \times 10^{-3} \times 162{,}3^2 - 32{,}5$ N · m.

(b) A partir das Eqs. (15.10) e (15.32),

$$P_d = 3I_r^2\,\frac{R_r}{s}\,(1 - s) = T_L\omega_m + P_{\text{vazio}} \tag{15.33}$$

Para a perda a vazio desprezível,

$$I_r = \left[\frac{sT_L\,\omega_m}{3R_r\,(1 - s)}\right]^{1/2} \tag{15.34}$$

$$= \left[\frac{0{,}139 \times 32{,}5 \times 162{,}3}{3 \times 0{,}69\,(1 - 0{,}139)}\right]^{1/2} = 20{,}28\text{ A}$$

(c) A tensão de alimentação do estator é

$$V_a = I_r\left[\left(R_s + \frac{R_r}{s}\right)^2 + (X_s + X_r)^2\right]^{1/2} \tag{15.35}$$

$$= 20{,}28 \times \left[\left(1{,}01 + \frac{0{,}69}{0{,}139}\right)^2 + (1{,}3 + 1{,}94)^2\right]^{1/2} = 137{,}82$$

(d) A partir da Eq. (15.15),

$$\mathbf{Z}_i = \frac{-43{,}5 \times (1{,}3 + 1{,}94) + j43{,}5 \times (1{,}01 + 0{,}69/0{,}139)}{1{,}01 + 0{,}69/0{,}139 + j(43{,}5 + 1{,}3 + 1{,}94)} = 6{,}27 \angle 144{,}26^\circ$$

$$\mathbf{I}_i = \frac{V_a}{\mathbf{Z}_i} = \frac{137{,}2}{6{,}27} \angle -144{,}26^\circ = 22 \angle -144{,}26^\circ \text{ A}$$

(e) $PF_m = \cos(-144{,}26^\circ) = 0{,}812$ (indutivo). A partir da Eq. (15.13),

$$P_i = 3 \times 137{,}82 \times 22{,}0 \times 0{,}812 = 7386 \text{ W}$$

(f) A substituição de $\omega_m = \omega_s(1 - s)$ e $T_L = K_m \omega_m^2$ na Eq. (15.34) dá

$$I_r = \left[\frac{sT_L\omega_m}{3R_r(1 - s)}\right]^{1/2} = (1 - s)\omega_s \left(\frac{sK_m \omega_s}{3R_r}\right)^{1/2} \tag{15.36}$$

O escorregamento no qual I_r torna-se máximo pode ser obtido fazendo-se $dI_r/ds = 0$, resultando

$$s_a = \frac{1}{3} \tag{15.37}$$

(g) A substituição de $s_a = \frac{1}{3}$ na Eq. (15.36) dá a máxima corrente do rotor como

$$\begin{aligned} I_{r(\text{máx})} &= \omega_s \left(\frac{4K_m\omega_s}{81\, R_r}\right)^{1/2} \\ &= 188{,}5 \times \left(\frac{4 \times 1{,}235 \times 10^{-3} \times 188{,}5}{81 \times 0{,}69}\right)^{1/2} = 24{,}3 \text{ A} \end{aligned} \tag{15.38}$$

(h) A velocidade à máxima corrente é

$$\begin{aligned} \omega_a &= \omega_s (1 - s_a) = (2/3)\omega_s = 0{,}6667\omega_s \\ &= 188{,}5 \times 2/3 = 125{,}27 \text{ rad/s} \quad \text{ou} \quad 1200 \text{ rpm} \end{aligned} \tag{15.39}$$

(i) A partir das Eqs. (15.9), (15.12a) e (15.36),

$$\begin{aligned} T_a &= 9I_{r(\text{máx})}^2 \frac{R_r}{\omega_s} \\ &= 9 \times 24{,}3^2 \times \frac{0{,}69}{188{,}5} = 19{,}45 \text{ N} \cdot \text{m} \end{aligned} \tag{15.40}$$

15.2.3 Controle da Tensão do Rotor

Em uma máquina de rotor bobinado, uma conexão trifásica de resistores externos pode ser feita aos anéis, como mostrado na Figura 15.15a. O torque desenvolvido pode ser variado através da variação da resistência R_x. Se R_x for referida ao enrolamento do estator e somada a R_r, a Eq. (15.18) pode ser aplicada para determinar o torque desenvolvido. As curvas características típicas de torque-velocidade para variações na resistência do rotor são mostradas na Figura 15.5b. Esse método aumenta o torque de partida, além de limitar a corrente de partida. Entretanto, esse é um método ineficiente e haverá desequilíbrio nas tensões e correntes se as resistências no circuito do rotor não forem iguais. Uma máquina de indução de rotor bobinado é projetada para ter baixa resistência de rotor de tal forma que a eficiência de operação seja elevada e o escorregamento à plena carga seja baixo. O aumento na resistência do rotor não afeta o valor do torque máximo mas aumenta o escorregamento no torque máximo. As máquinas de rotor bobinado são amplamente utilizadas em aplicações que requerem freqüentes partidas e frenagens com torques elevados (por exemplo, guindastes). Devido à disponibilidade dos enrolamentos do rotor para a variação da resistência deste, a máquina de rotor bobinado oferece maior flexibilidade para o controle. Mas há um aumento do custo e necessidade de manutenção devido aos anéis e escovas. A máquina de rotor bobinado não é tão amplamente utilizada quanto a máquina de rotor em gaiola.

(a) Resistência do rotor (b) Aumento de R_x

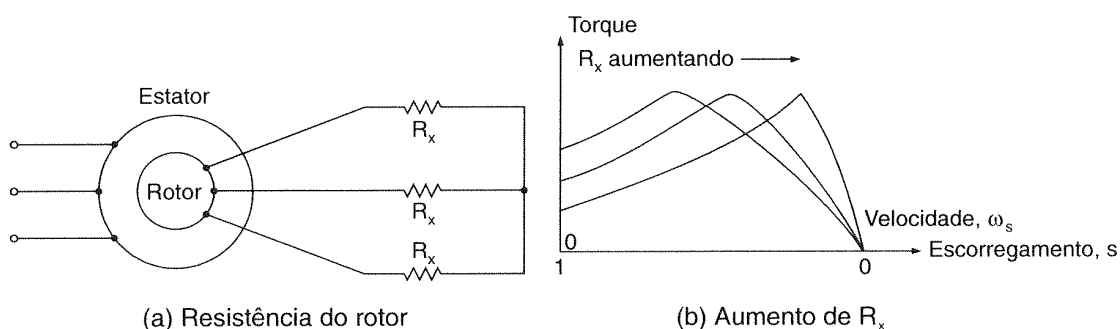



Figura 15.5 Controle de velocidade através da resistência do rotor.

Os resistores com conexões trifásicas podem ser substituídos por um retificador trifásico com diodos e um *chopper* como mostrado na Figura 15.6a, onde o GTO opera como chave no *chopper*. O indutor L_d age como fonte de corrente I_d e o *chopper* varia a resistência efetiva, que pode ser encontrada a partir da Eq. (14.45):

$$R_e = R(1 - k) \tag{15.41}$$

onde k é ciclo de trabalho do *chopper*. A velocidade pode ser controlada variando-se o ciclo de trabalho. A parcela da potência no entreferro, que não é convertida em potência mecânica, é chamada *potência do escorregamento* (do inglês *slip power*). A potência do escorregamento é dissipada no resistor R.

A potência do escorregamento no circuito do rotor pode ser devolvida para a alimentação substituindo-se o *chopper* e a resistência R por um conversor trifásico

controlado, como mostrado na Figura 15.6b. O conversor é operado no modo de inversão com um ângulo de disparo na faixa de $\pi/2 \leq \alpha \leq \pi$, devolvendo, assim, energia para a rede. A variação do ângulo de disparo permite o fluxo de potência e o controle da velocidade. Esse tipo de acionamento é conhecido como *Kramer estático* (do inglês *static Kramer*). Novamente, substituindo-se os retificadores em ponte por conversores duais trifásicos (ou cicloconversores) como mostrado na Figura 15.6c, o fluxo da potência do escorregamento em ambos os sentidos é possível, e esse arranjo é chamado acionamento *Scherbius estático* (do inglês *static Scherbius*). Os acionamentos *Kramer* e *Scherbius* estáticos são utilizados em aplicações como bombas e sopradores de grande potência, onde é necessária uma faixa limitada de controle de velocidade. Como a máquina é conectada diretamente à rede, o fator de potência desses acionamentos geralmente é elevado.

Figura 15.6

Controle da potência do escorregamento.

(a) Controle do escorregamento através do *chopper*

Alimentação trifásica

Rotor

Transformador

N_b

$N_b : N_a$

N_a

I_d

L_d

V_d

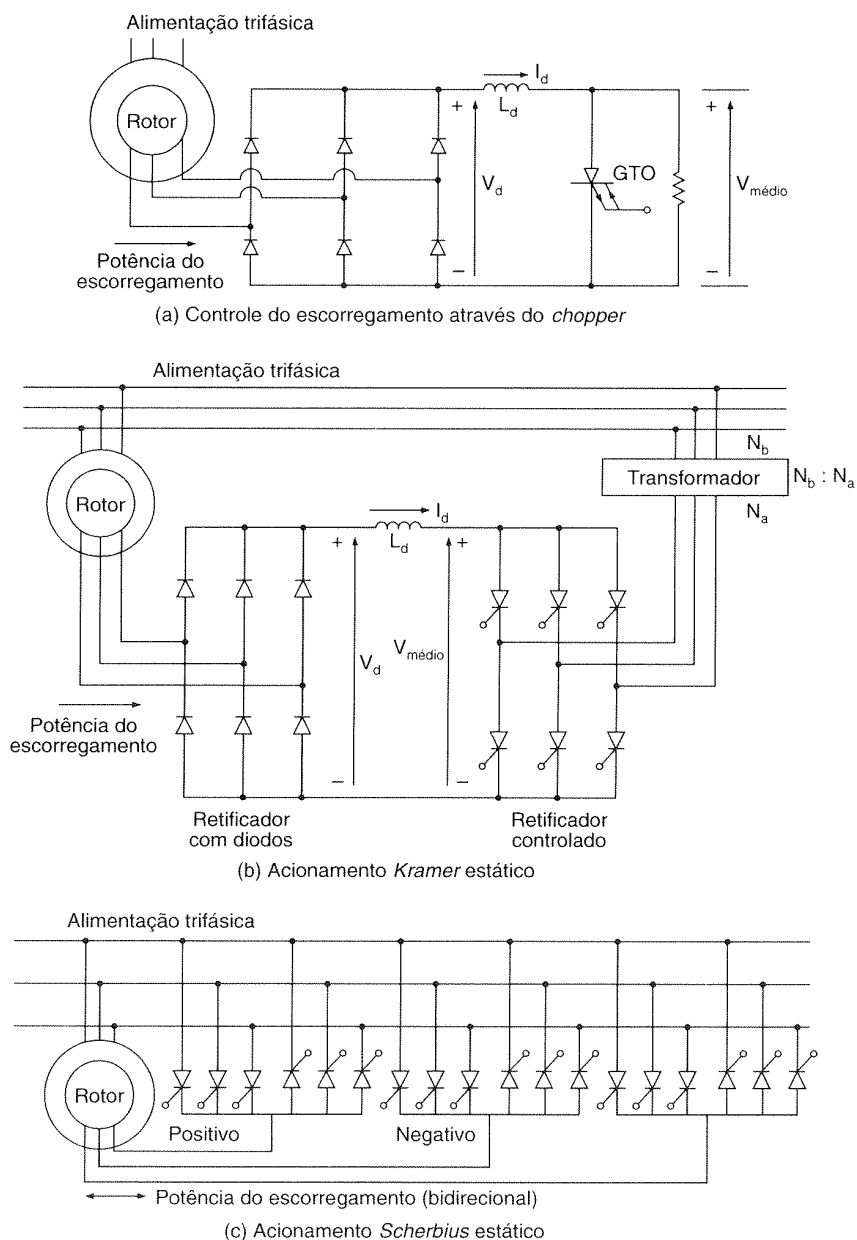
$V_{médio}$

Potência do escorregamento

Retificador com diodos

Retificador controlado

(b) Acionamento *Kramer* estático

(c) Acionamento *Scherbius* estático

Exemplo 15.3

Uma máquina trifásica de rotor bobinado de 460 V, 60 Hz e seis pólos, conectada em estrela, é controlada pela potência do escorregamento, como mostrado na Figura 15.6a, e tem os seguintes parâmetros: $R_s = 0{,}041\,\Omega$, $R_r = 0{,}044\,\Omega$, $X_s = 0{,}29\,\Omega$, $X_r = 0{,}44\,\Omega$ e $X_m = 6{,}1\,\Omega$. A relação de espiras dos enrolamentos do rotor para o estator é $n_m = N_r/N_s = 0{,}9$. A indutância L_d é muito grande e sua corrente I_d tem ondulação desprezível. Os valores de R_s, R_r, X_s e X_r para o circuito equivalente da Figura 15.2 podem ser considerados desprezíveis se comparados à impedância efetiva de L_d. As perdas a vazio da máquina são desprezíveis. As perdas no retificador, no indutor L_d e no *chopper* com GTO também são desprezíveis.

O torque da carga, que é proporcional ao quadrado da velocidade, é 750 N · m a 1175 rpm. (a) Se a máquina tiver de operar com uma velocidade mínima de 800 rpm, determinar a resistência R. Com esse valor de R, se a velocidade desejada for 1050 rpm, calcular (b) a corrente do indutor I_d, (c) o ciclo de trabalho k do *chopper*, (d) A tensão CC V_d, (e) a eficiência e (f) o fator de potência de entrada PF_s do acionamento.

Solução: $V_a = V_s = 460/\sqrt{3} = 265{,}58\,\text{V}$, $p = 6$, $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s e $\omega_s = 2 \times 377/6 = 125{,}66$ {*rad/s*. O circuito equivalente do acionamento é mostrado na Figura 15.7a, e é reduzido para o da Figura 15.7b se os parâmetros da máquina forem desprezados. A partir da Eq. (15.41), a tensão CC na saída do retificador é

$$V_d = I_d R_e = I_d R(1 - k) \tag{15.42}$$

e

$$E_r = sV_s \frac{N_r}{N_s} = sV_s n_m \tag{15.43}$$

Para um retificador trifásico, a Eq. (3.77) relaciona E_r e V_d como

$$V_d = 1{,}654 \times \sqrt{2}\, E_r = 2{,}3394\, E_r$$

Utilizando a Eq. (15.43),

$$V_d = 2{,}3394\, sV_s n_m \tag{15.44}$$

Se P_r for a potência do escorregamento, a Eq. (15.9) dará a potência do entreferro como

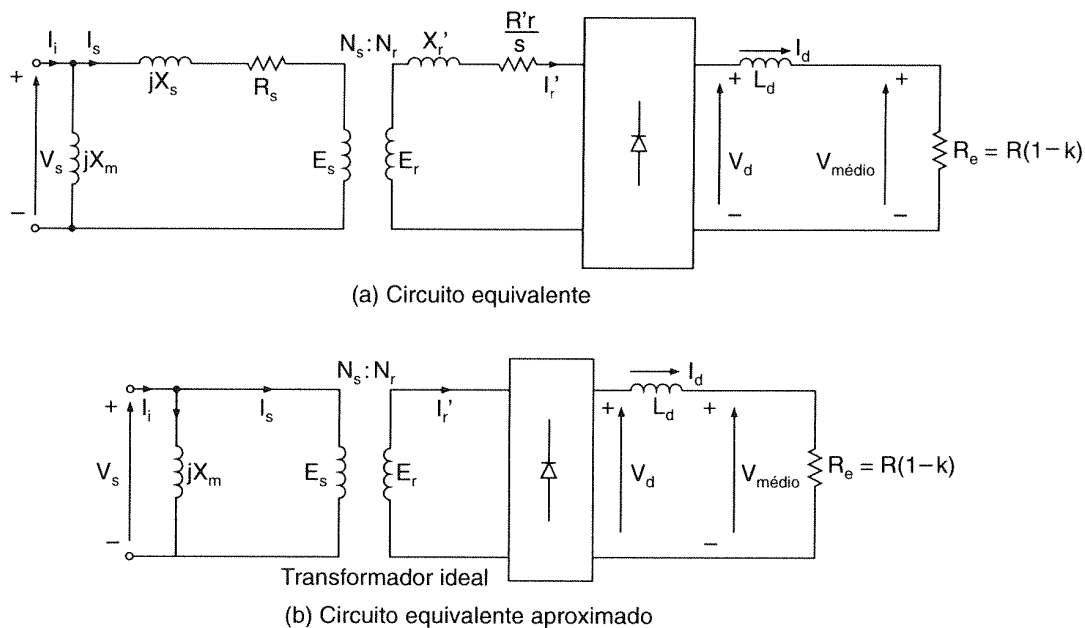
$$P_s = \frac{P_r}{s}$$

e a Eq. (15.10) dará a potência desenvolvida como

$$P_d = 3(P_g - P_r) = 3\left(\frac{P_r}{s} - P_r\right) = \frac{3P_r(1 - s)}{s} \tag{15.45}$$

(a) Circuito equivalente

(b) Circuito equivalente aproximado

Figura 15.7 Circuitos equivalentes para o Exemplo 15.3.

Como a potência total do escorregamento é $3P_r = V_d I_d$ e $P_d = T_L \omega_m$, a Eq. (15.45) torna-se

$$P_d = \frac{(1 - s)V_d I_d}{s} = T_L \omega_m = T_L \omega_s (1 - s) \tag{15.46}$$

Substituindo V_d a partir da Eq. (15.44) na Eq. (15.46) e resolvendo para I_d, obtém-se

$$I_d = \frac{T_L \omega_m}{2{,}3394\, V_s n_m} \tag{15.47}$$

que indica que a corrente do indutor é dependente da velocidade. Resolvendo a Eq. (15.42) para a Eq. (15.44), obtém-se

$$2{,}3394\, s\, V_s\, n_m = I_d R(1 - k)$$

que dá

$$s = \frac{I_d R(1 - k)}{2{,}3394\, V_s\, n_m} \tag{15.48}$$

A velocidade pode ser encontrada a partir da Eq. (15.48) como

$$\omega_m = \omega_s(1 - s) = \omega_s\left[1 - \frac{I_d R(1 - k)}{2{,}3394\, V_s n_m}\right] \quad (15.49)$$

$$= \omega_s\left[1 - \frac{T_L \omega_s(1 - k)}{(2{,}3394\, V_s nm)^2}\right] \quad (15.50)$$

que mostra que, para um ciclo de trabalho fixo, a velocidade diminui com o torque da carga. Variando-se k de 0 a 1, a velocidade pode variar de um valor mínimo a ω_s.

(a) $\omega_m = 800\,\pi/30 = 83{,}77$ rad/s. A partir da Eq. (15.32), o torque a 900 rpm é

$$T_L = 750 \times \left(\frac{800}{1175}\right)^2 = 347{,}67\,\text{N} \cdot \text{m}$$

A partir da Eq. (15.47), a corrente correspondente do indutor é

$$I_d = \frac{347{,}67 \times 125{,}66}{2{,}3394 \times 265{,}68 \times 0{,}9} = 78{,}13\,\text{A}$$

A velocidade será mínima quando o ciclo de trabalho k for zero, e a Eq. (15.49) dá a velocidade mínima como

$$83{,}77 = 125{,}66\left(1 - \frac{78{,}13R}{2{,}3394 \times 265{,}58 \times 0{,}9}\right)$$

e isso dá $R = 2{,}3856\,\Omega$.

(b) A 1050 rpm

$$T_L = 750 \times \left(\frac{1050}{1175}\right)^2 = 598{,}91\,\text{N} \cdot \text{m}$$

$$I_d = \frac{598{,}91 \times 125{,}66}{2{,}3394 \times 265{,}58 \times 0{,}9} = 134{,}6\,\text{A}$$

(c) $\omega_m = 1500\,\pi/30 = 109{,}96$ rad/s, e a Eq. (15.49) dá

$$109{,}96 = 125{,}66\left[1 - \frac{134{,}6 \times 2{,}38561\,(1 - k)}{2{,}3394 \times 265{,}58 \times 0{,}9}\right]$$

que dá $k = 0{,}782$.

(d) Utilizando a Eq. (15.4), o escorregamento é

$$s = \frac{125{,}66 - 109{,}96}{125{,}66} = 0{,}125$$

A partir da Eq. (15.44),

$$V_d = 2{,}3394 \times 0{,}125 \times 265{,}58 \times 0{,}9 = 69{,}9\,\text{V}$$

(e) A perda de energia é

$$P_1 = V_d I_d = 69{,}9 \times 134{,}6 = 9409\,\text{W}$$

A potência de saída é

$$P_o = T_L \omega_m = 598{,}91 \times 109{,}96 = 65{,}856\,\text{W}$$

A corrente eficaz do rotor, referida ao estator, é

$$I_r = \sqrt{\frac{2}{3}}\, I_d n_m = \sqrt{\frac{2}{3}} \times 134{,}6 \times 0{,}9 = 98{,}9\,\text{A}$$

As perdas no cobre do rotor $P_{ru} = 3 \times 0{,}044 \times 98{,}9^2 = 1291$ W e as perdas no cobre do estator $P_{su} = 3 \times 0{,}041 \times 98{,}9 = 1203$ W. A potência de entrada é

$$P_i = 65856 + 9409 + 1291 + 1203 = 77759\,\text{W}$$

A eficiência é 65856/77759 = 85%.

(f) A partir da Eq. (5.62) para $n = 1$, a componente fundamental da corrente do rotor referida ao estator é

$$I_{r1} = 0{,}7797 I_d \frac{N_r}{N_s} = 0{,}7797 I_d\, n_m$$

$$= 0{,}7797 \times 134{,}6 \times 0{,}9 = 94{,}45\,\text{A}$$

e a corrente eficaz através do ramo de magnetização é

$$I_m = \frac{V_a}{X_m} = \frac{265{,}58}{6{,}1} = 43{,}54\,\text{A}$$

A componente fundamental eficaz da corrente de entrada é

$$I_{i1} = \left[(0{,}7797 I_d n_m)^2 + \left(\frac{V_a}{X_m} \right)^2 \right]^{1/2}$$

$$= (94{,}45^2 + 43{,}54^2)^{1/2} = 104 \text{ A} \tag{15.51}$$

O ângulo do fator de potência é dado aproximadamente por

$$\theta_m = -\tan^{-1} \frac{V_a/X_m}{0{,}7797 I_d n_m}$$

$$= -\tan^{-1} \frac{43{,}54}{94{,}45} \underline{/ -24{,}74^\circ} \tag{15.52}$$

O fator de potência de entrada $PF_s = \cos(-24{,}74^\circ) = 0{,}908$ (indutivo).

Exemplo 15.4

A máquina de indução do Exemplo 15.3 é controlada por um acionamento *Kramer* estático, como mostrado na Figura 15.6b. A relação de espiras da tensão CA do conversor para a tensão de alimentação é $n_c = N_a/N_b = 0{,}40$. O torque de carga é 750 N · m a 1175 rpm. Se a máquina tiver de operar a um velocidade de 1050 rpm, calcular (a) a corrente do indutor I_d; (b) a tensão CC V_d; (c) o ângulo de disparo α do conversor; (d) a eficiência; e (e) o fator de potência de entrada do acionamento PF_s. As perdas no retificador a diodos, conversor, transformador e indutor L_d são desprezíveis.

Solução: $V_a = V_s = 460/\sqrt{3} = 265{,}58$ V, $p = 6$, $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s, $\omega_s = 2 \times 377/6 = 125{,}66$ rad/s e $\omega_m = 1050\ \pi/30 = 109{,}96$ rad/s. Então,

$$s = \frac{125{,}66 - 109{,}96}{125{,}66} = 0{,}125$$

$$T_L = 750 \times \left(\frac{1050}{1175} \right)^2 = 598{,}91 \text{ N} \cdot \text{m}$$

(a) O circuito equivalente do acionamento é mostrado na Figura 15.8, em que os parâmetros da máquina são desprezados. A partir da Eq. (15.47), a corrente do indutor é

$$I_d = \frac{598{,}91 \times 125{,}66}{2{,}3394 \times 265{,}58 \times 0{,}9} = 134{,}6 \text{ A}$$

(b) A partir da Eq. (15.44),

$$V_d = 2{,}3394 \times 0{,}125 \times 265{,}58 \times 0{,}9 = 69{,}9 \text{ V}$$

(c) Como a tensão CA de entrada para o conversor é $V_c = n_c V_s$, a Eq. (5.57) dá a tensão média no lado CC do conversor como

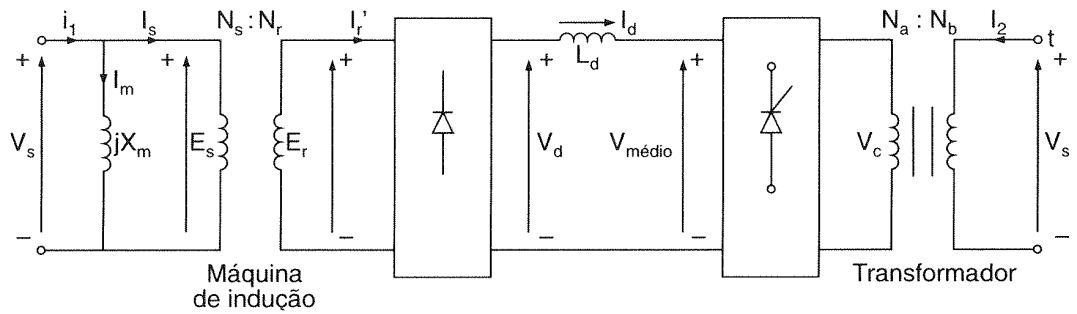
$$V_{\text{médio}} = -\frac{3\sqrt{3}\sqrt{2}\,n_c V_s}{\pi}\cos\alpha = -2{,}3394\,n_c V_s\cos\alpha \tag{15.53}$$

Como $V_d = V_{\text{médio}}$, as Eqs. (15.44) e (15.53) dão

$$2{,}3394\,sV_s n_m = -2{,}3394\,n_c V_s\cos\alpha$$

que dá

$$s = \frac{-n_c\cos\alpha}{n_m} \tag{15.54}$$

Figura 15.8 Circuito equivalente para o acionamento *Kramer* estático.

A velocidade, que é independente do torque, torna-se

$$\omega_m = \omega_s(1 - s) = \omega_s\left(1 + \frac{n_c\cos\alpha}{n_m}\right)$$

$$109{,}96 = 125{,}66 \times \left(1 + \frac{0{,}4\,\cos\alpha}{0{,}9}\right) \tag{15.55}$$

que dá o ângulo de disparo, $\alpha = 106{,}3°$.

(d) A potência devolvida é

$$P_1 = V_d I_d = 69{,}9 \times 134{,}6 = 9409\text{ W}$$

A potência de saída é

$$P_o = T_L\omega_m = 598{,}91 \times 109{,}96 = 65856\text{ W}$$

A corrente eficaz do rotor, referida ao estator, é

$$I_r = \sqrt{\frac{2}{3}}\, I_d n_m = \sqrt{\frac{2}{3}} \times 134{,}6 \times 0{,}9 = 98{,}9\,\text{A}$$

$$P_{ru} = 3 \times 0{,}044 \times 98{,}9^2 = 1291\,\text{W}$$

$$P_{su} = 3 \times 0{,}041 \times 98{,}9^2 = 1203\,\text{W}$$

$$P_i = 65856 + 1291 + 1203 = 68350\,\text{W}$$

A eficiência é 65856 / 68350 = 96%.

(e) A partir da letra (f) no Exemplo 15.3, $I_{r1} = 0{,}7797 I_d n_m = 94{,}45$ A, $I_m = 265{,}58/6{,}1 = 43{,}54$ A e $\mathbf{I}_{i1} = 104 \angle -24{,}74°$. A partir do Exemplo 5.11, a corrente eficaz devolvida para a alimentação é

$$\mathbf{I}_{i2} = \sqrt{\frac{2}{3}}\, I_d n_c \angle -\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \times 134{,}6 \times 0{,}4 \angle -\alpha = 41{,}98 \angle -106{,}3°$$

A corrente efetiva de entrada do acionamento é

$$\mathbf{I}_i = \mathbf{I}_{i1} + \mathbf{I}_{i2} = 104 \angle -24{,}74° + 41{,}98 \angle -106{,}3° = 117{,}7 \angle -45{,}4°\ \text{A}$$

O fator de potência da entrada é $PF_s = \cos(-45{,}4°) = 0{,}702$ (indutivo).

Nota: A eficiência desse acionamento é maior que a daquele que tem resistor no rotor controlado por *chopper*. O fator de potência é dependente da relação de espiras do transformador (por exemplo, se $n_c = 0{,}9$, $\alpha = 97{,}1°$ e $PF_s = 0{,}5$; se $n_c = 0{,}2$, $\alpha = 124{,}2°$ e $PF_s = 0{,}8$).

15.2.4 Controle da Freqüência

O torque e a velocidade das máquinas de indução podem ser controlados variando-se a freqüência da fonte de alimentação. Pode-se notar, a partir da Eq. (15.31), que à tensão e freqüência nominal o fluxo terá seu valor nominal. Se a tensão for mantida fixa a seu valor nominal enquanto a freqüência for reduzida abaixo do seu valor nominal, o fluxo aumentará. Isto levaria à saturação do fluxo do entreferro e os parâmetros da máquina não seriam válidos na determinação da curva característica torque-velocidade. Em baixa freqüência, as reatâncias diminuem e a corrente da máquina pode ser muito elevada. Esse tipo de controle de freqüência normalmente não é muito utilizado.

Se a freqüência for aumentada acima do seu valor nominal, o fluxo e o torque diminuem. Se a velocidade síncrona correspondente à freqüência nominal for chamada *velocidade-base* ω_b, a velocidade síncrona em qualquer outra freqüência torna-se

$$\omega_s = \beta\omega_b$$

e

$$s = \frac{\beta\,\omega_b - \omega_m}{\beta\omega_b} = 1 - \frac{\omega_m}{\beta\omega_b} \tag{15.56}$$

A expressão do torque na Eq. (15.18) torna-se

$$T_d = \frac{3R_r V_a^2}{s\beta\omega_b[(R_s + R_r/s)^2 + (\beta X_s + \beta X_r)^2]} \tag{15.57}$$

As curvas características típicas torque-velocidade são mostradas na Figura 15.9 para vários valores de β. O inversor trifásico na Figura 10.5a pode variar a freqüência a um tensão fixa. Se R_s for desprezível, a Eq. (15.26) dá o torque máximo à velocidade-base

$$T_{mb} = \frac{3V_a^2}{2\omega_b(X_s + X_r)} \tag{15.58}$$

O torque máximo em qualquer outra freqüência é

$$T_m = \frac{3}{2\omega_b(X_s + X_r)}\left(\frac{V_a}{\beta}\right)^2 \tag{15.59}$$

e a partir da Eq. (15.25), o escorregamento correspondente é

$$s_m = \frac{R_r}{\beta(X_s + X_r)} \tag{15.60}$$

Normalizando a Eq. (15.59) em relação à Eq. (15.58), obtém-se

$$\frac{T_m}{T_{mb}} = \frac{1}{\beta^2} \tag{15.61}$$

e

$$T_m\beta^2 = T_{mb} \tag{15.62}$$

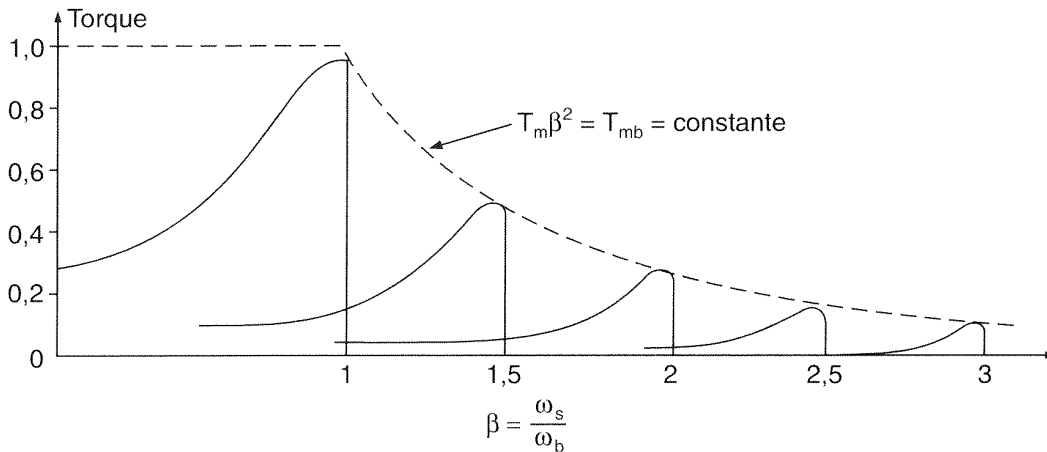



Figura 15.9

Características de torque com controle de freqüência.

Assim, a partir das Eqs. (15.61) e (15.62), pode-se concluir que o torque máximo é inversamente proporcional ao quadrado da freqüência e $T_m\beta^2$ permanece constante, similar ao comportamento das máquinas CC em série. Nesse tipo de controle, diz-se que a máquina opera no *modo enfraquecimento de campo*. Para $\beta > 1$, a máquina é operada à tensão terminal constante e o fluxo é reduzido, limitando dessa maneira a sua capacidade de torque. Para $1 < \beta < 1,5$, a relação entre T_m e β pode ser considerada aproximadamente linear. Para $\beta < 1$, a máquina é normalmente operada a fluxo constante, reduzindo-se a tensão terminal V_a juntamente com a freqüência de tal forma que o fluxo permaneça constante.

Exemplo 15.5

Uma máquina de indução trifásica de 11,2 kW, 1750 rpm, 460 V, 60 Hz e quatro pólos, conectada em estrela, tem os seguintes parâmetros: $R_s = 0$, $R_r = 0{,}38\,\Omega$, $X_s = 1{,}14\,\Omega$, $X_r = 1{,}71\,\Omega$ e $X_m = 33{,}2\,\Omega$. A máquina é controlada variando-se a freqüência de alimentação. Se o torque de ruptura for de $35\ \text{N}\cdot\text{m}$, calcular (a) a freqüência de alimentação e (b) a velocidade ω_m ao torque máximo.

Solução: $V_a = V_s = 460/\sqrt{3} = 258{,}58$ V, $\omega_b = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s, $p = 4$, $P_o = 11200$ W, $T_{mb} \times 1750\pi/30 = 11200$, $T_{mb} = 61{,}11\ \text{N}\cdot\text{m}$ e $T_m = 35\ \text{N}\cdot\text{m}$.

(a) A partir da Eq. (15.62),

$$\beta = \sqrt{\frac{T_{mb}}{T_m}} = \sqrt{\frac{61{,}11}{35}} = 1{,}321$$

$$\omega_s = \beta\omega_b = 1{,}321 \times 377 = 498{,}01 \text{ rad/s}$$

A partir da Eq. (15.1), a freqüência da alimentação é

$$\omega = \frac{4 \times 498{,}01}{2} = 996 \text{ rad/s} \quad \text{ou} \quad 158{,}51 \text{ Hz}$$

(b) A partir da Eq. (15.60), o escorregamento para o torque máximo é

$$s_m = \frac{R_r/\beta}{X_s + X_r} = \frac{0{,}38/1{,}321}{1{,}14 + 1{,}71} = 0{,}101$$

$$\omega_m = 498{,}01 \times (1 - 0{,}101) = 447{,}711 \text{ rad/s} \quad \text{ou} \quad 4275 \text{ rpm}$$

15.2.5 Controle da Tensão e da Freqüência

Se a relação entre a tensão e a freqüência for mantida constante, o fluxo na Eq. (15.31) permanecerá constante. A Eq. (15.59) indica que o torque máximo, que é independente da freqüência, pode ser mantido aproximadamente constante. Entretanto, em baixa freqüência, o fluxo do entreferro é reduzido devido à queda na impedância do estator, tendo a tensão de ser aumentada para manter o nível de torque. Esse tipo de controle é conhecido como *controle tensão/freqüência* (do inglês *volts/hertz control*).

Se $\omega_s = \beta\omega_b$, e a relação tensão/freqüência for mantida constante, então

$$\frac{V_a}{\omega_s} = d \tag{15.63}$$

A relação d, determinada a partir da tensão terminal nominal V_s e da velocidade-base ω_b, é dada por

$$d = \frac{V_s}{\omega_b} \tag{15.64}$$

A substituição de V_a a partir da Eq. (15.56) na Eq. (15.57) dá o torque T_d, e o escorregamento para o torque máximo é

$$s_m = \frac{R_r}{[R_s^2 + \beta^2 (X_s + X_r)^2]^{1/2}} \tag{15.65}$$

As curvas características típicas torque-velocidade são mostradas na Figura 15.10. À medida que a freqüência é reduzida, β diminui e o escorregamento para o torque máximo aumenta. Para uma dada demanda de torque, a velocidade pode ser controlada de acordo com a Eq. (15.64), variando-se a freqüência. Portanto, variando-se tanto a tensão quanto a freqüência, o torque e a velocidade podem ser controlados. O torque normalmente é mantido constante, enquanto a velocidade é variada. A tensão à freqüência variável pode ser obtida a partir de inversores trifásicos ou cicloconversores. Os

cicloconversores são utilizados em aplicações de potência muito elevada (por exemplo, locomotivas e moinhos de cimento), nos quais a exigência de freqüência é de metade ou um terço da freqüência da rede.

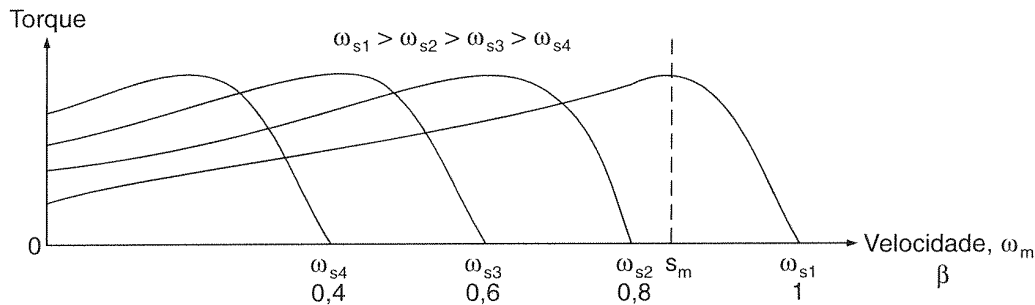



Figura 15.10

Curvas características torque-velocidade para o controle tensão/freqüência.

Três arranjos possíveis de circuitos para a obtenção de tensão e freqüência variáveis são mostrados na Figura 15.11. Na Figura 15.11a, a tensão CC permanece constante e a técnica PWM é aplicada para variar tanto a tensão quanto a freqüência do inversor. Devido ao retificador com diodos, não é possível a regeneração e o inversor geraria harmônicos na alimentação CA. Na Figura 15.11b, o *chopper* varia a tensão CC para o inversor e este controla a freqüência. Devido ao *chopper*, a injeção de harmônicos na alimentação CA é reduzida. Na Figura 15.11c, a tensão CC é variada pelo conversor dual e a freqüência é controlada pelo inversor. O arranjo permite regeneração; entretanto, o fator de potência de entrada do conversor é baixo, especialmente quando o ângulo de disparo é alto.

Exemplo 15.6

Uma máquina de indução trifásica de 11,2 kW, 1750 rpm, 460 V, 60 Hz, quatro pólos e conectada em estrela tem os seguintes parâmetros: $R_s = 0{,}66\ \Omega$, $R_r = 0{,}38\ \Omega$, $X_s = 1{,}14\ \Omega$, $X_r = 1{,}71\ \Omega$ e $X_m = 33{,}2\ \Omega$. A máquina é controlada variando-se tanto a tensão quanto a freqüência. A relação tensão/freqüência, que corresponde à tensão e freqüência nominais, é mantida constante. (a) Calcular o torque máximo T_m e a velocidade correspondente ω_m para 60-Hz e 30 Hz. (b) Repetir a letra (a) para o caso em que R_s é desprezível.

Solução: $p = 4$, $V_a = V_s = 460/\sqrt{3} = 265{,}58$ V, $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s e a partir da Eq. (15.1), $\omega_b = 2 \times 377/4 = 188{,}5$ rad/s. A partir da Eq. (15.63), $d = 265{,}58/188{,}5 = 1{,}409$.

(a) A 60 Hz, $\omega_b = \omega_s = 188{,}5$ rad/s, $\beta = 1$ e $V_a = d\omega_s = 1{,}409 \times 188{,}5 = 265{,}58$ V. A partir da Eq. (15.65),

$$s_m = \frac{0{,}38}{[0{,}66^2 + (1{,}14 + 1{,}71)^2]^{1/2}} = 0{,}1299$$

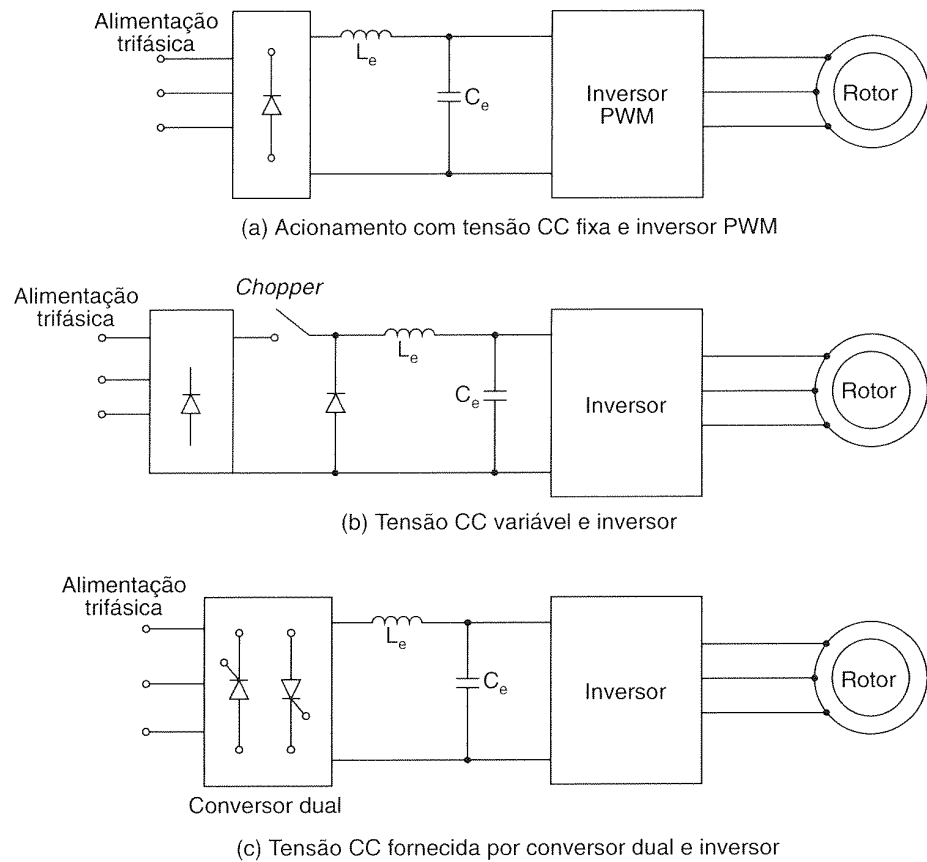
$$\omega_m = 188{,}5 \times (1 - 0{,}1299) = 164{,}01 \text{ rad/s} \quad \text{ou} \quad 1566 \text{ rpm}$$

Figura 15.11

Acionamentos de máquina de indução com fonte de tensão.

(a) Acionamento com tensão CC fixa e inversor PWM

(b) Tensão CC variável e inversor

(c) Tensão CC fornecida por conversor dual e inversor

A partir da Eq. (15.21), o torque máximo é

$$T_m = \frac{3 \times 265{,}58^2}{2 \times 188{,}5 \times [0{,}66 + \sqrt{0{,}66^2 + (1{,}14 + 1{,}71)^2}]} = 156{,}55\ \mathrm{N \cdot m}$$

A 30 Hz, $\omega_s = 2 \times 2 \times \pi 30/4 = 94{,}25$ rad/s, $\beta = 30/60 = 0{,}5$ e $V_a = d\omega_s = 1{,}409 \times 94{,}25 = 132{,}79$ V. A partir da Eq. (15.65), o escorregamento para o torque máximo é

$$s_m = \frac{0{,}38}{[0{,}66^2 + 0{,}5^2 \times (1{,}14 + 1{,}71)^2]^{1/2}} = 0{,}242$$

$$\omega_m = 94{,}25 \times (1 - 0{,}242) = 71{,}44\ \mathrm{rad/s} \quad \text{ou} \quad 682\ \mathrm{rpm}$$

$$T_m = \frac{3 \times 132{,}79^2}{2 \times 94{,}25 \times [0{,}66 + \sqrt{0{,}66^2 + 0{,}5^2 \times (1{,}14 + 1{,}71)^2}]} = 125{,}82\ \mathrm{N \cdot m}$$

(b) A 60 Hz, $\omega_b = \omega_s = 188{,}5$ rad/s e $V_a = 265{,}58$ V. A partir da Eq. (15.60),

$$s_m = \frac{0{,}38}{1{,}14 + 1{,}71} = 0{,}1333$$

$$\omega_m = 188{,}5 \times (1 - 0{,}1333) = 163{,}36\ \mathrm{rad/s} \ \text{ou} \ 1560\ \mathrm{rpm}$$

A partir da Eq. (15.59), o torque máximo é $T_m = 196{,}94\,\text{N}\cdot\text{m}$.

A 30 Hz, $\omega_s = 94{,}25$ rad/s, $\beta = 0{,}5$ e $V_a = 132{,}79$ V. A partir da Eq. (15.60),

$$s_m = \frac{0{,}38/0{,}5}{1{,}14 + 1{,}71} = 0{,}2666$$

$$\omega_m = 94{,}25 \times (1 - 0{,}2666) = 69{,}11 \text{ rad/s ou } 660 \text{ rpm}$$

A partir da Eq. (15.59), o torque máximo é $T_m = 196{,}94\,\text{N}\cdot\text{m}$.

Nota: Desprezar R_s pode significar a introdução de um erro significativo na estimativa de torque, especialmente em baixa freqüência.

15.2.6 Controle da Corrente

O torque das máquinas de indução pode ser controlado variando-se a corrente do rotor. É variada a corrente de entrada, que é prontamente acessível, em vez de a corrente do rotor. Para uma corrente de entrada fixa, a corrente do rotor depende dos valores relativos das impedâncias de magnetização e do circuito do rotor. A partir da Figura 15.2, a corrente do rotor pode ser encontrada como

$$\overline{\mathbf{I}}_r = \frac{jX_m I_i}{R_s + R_r/s + j(X_m + X_s + X_r)} = I_r \angle \theta_1 \tag{15.66}$$

A partir das Eqs. (15.9) e (15.12a), o torque desenvolvido é

$$T_d = \frac{3R_r (X_m I_i)^2}{s\omega_s[(R_s + R_r/s)^2 + (X_m + X_s + X_r)^2]} \tag{15.67}$$

e o torque de partida em $s = 1$ é

$$T_s = \frac{3R_r(X_m I_i)^2}{\omega_s[(R_s + R_r)^2 + (X_m + X_s + X_r)^2]} \tag{15.68}$$

O escorregamento para o torque máximo é

$$s_m = \pm \frac{R_r}{[R_s^2 + (X_m + X_s + X_r)^2]^{1/2}} \tag{15.69}$$

Em uma situação real, como mostrado na Figura 15.1b e c, a corrente do estator através de R_s e X_s será constante em I_i. Geralmente X_m é muito maior que X_s e R_s, os quais podem ser desprezados para a maioria das aplicações. Desprezando-se os valores de R_s e X_s, a Eq. (15.69) torna-se

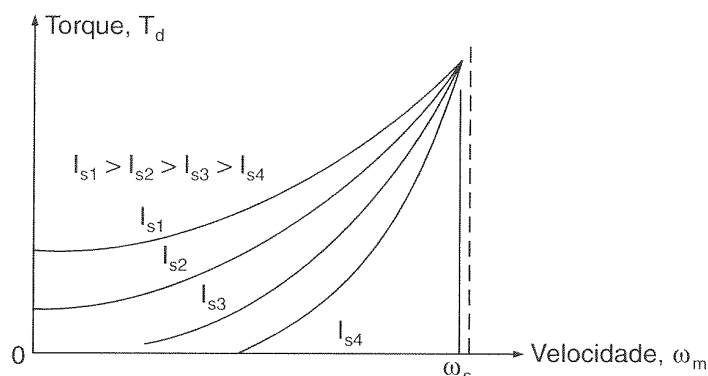
$$s_m = \pm \frac{R_r}{X_m + X_r} \tag{15.70}$$

e a $s = s_m$, a Eq. (15.67) dá o torque máximo como

$$T_m = \frac{3X_m^2}{2\omega_s(X_m + X_s)} I_i^2 = \frac{3L_m^2}{2(L_m + L_r)} I_i^2 \tag{15.71}$$

Pode-se notar, a partir da Eq. (15.71), que o torque máximo depende do quadrado da corrente e é aproximadamente independente da freqüência. As curvas características torque-velocidade típicas são mostradas na Figura 15.12. Como X_m é grande, quando comparado a X_s e X_r, o torque de partida é baixo. À medida que a velocidade aumenta (ou o escorregamento diminui), a tensão do estator cresce e o torque aumenta. A corrente de partida é baixa devido aos baixos valores de fluxo (pois I_m é pequena e X_m é grande) e corrente do rotor, comparados aos seus valores nominais. O torque aumenta com a velocidade devido ao aumento no fluxo. Um aumento ainda maior na velocidade, na direção da inclinação positiva das curvas características, aumenta a tensão terminal além do valor nominal. O fluxo e a corrente de magnetização também são aumentados, levando, dessa forma, à saturação. O torque pode ser controlado pela corrente do estator e escorregamento. Para manter o fluxo no entreferro constante e evitar a saturação devido à tensão elevada, a máquina normalmente é operada na inclinação negativa da curva característica torque-velocidade, no controle de tensão. A inclinação negativa está na região instável e a máquina tem de ser operada com controle em malha fechada. A um baixo escorregamento, a tensão terminal poderia ser excessiva e o fluxo saturaria. Devido à saturação, o torque máximo seria menor que o mostrado na Figura 15.12.

Figura 15.12

Curvas características torque-velocidade para o controle da corrente.

A corrente constante pode ser fornecida através de inversores trifásicos do tipo fonte de corrente. Um inversor alimentado por corrente tem as vantagens de controle das correntes de falta e de a corrente ser menos sensível às variações dos parâmetros da máquina. Entretanto, ele gera harmônicos e pulsação de torque. Na Figura 15.13 são mostradas duas possíveis configurações de acionamentos com inversores alimentados por corrente. Na Figura 15.13a, o indutor age como uma fonte de corrente controlada pelo retificador controlado. O fator de potência de entrada desse arranjo é muito baixo. Na Figura 15.13b, o *chopper* controla a fonte de corrente e o fator de potência de entrada é maior.

Exemplo 15.7

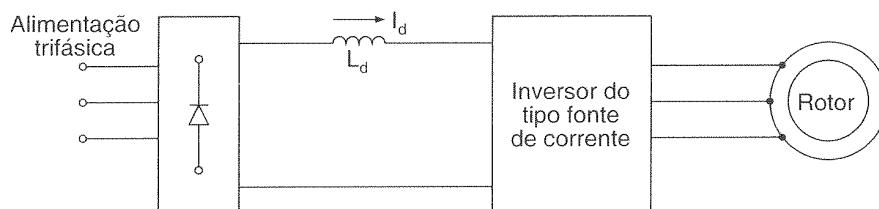
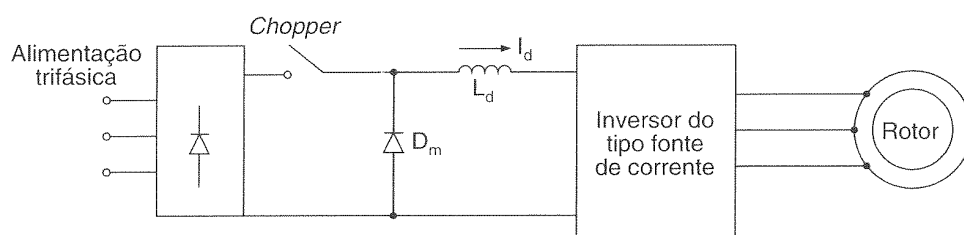
Uma máquina de indução trifásica de 11,2 kW, 1750 rpm, 460 V, 60 Hz, quatro pólos e conectada em estrela tem os seguintes parâmetros: $R_s = 0{,}66\,\Omega$, $R_r = 0{,}38\,\Omega$, $X_s = 1{,}14\,\Omega$, $X_r = 1{,}71\,\Omega$ e $X_m = 33{,}2\,\Omega$. As perdas a vazio são desprezíveis. A máquina é controlada por um inversor do tipo fonte de corrente e a corrente de entrada é mantida constante a 20 A. Se a freqüência for 40 Hz e o torque desenvolvido for 55 N · m, determinar (a) o torque máximo T_m e o escorregamento para o torque máximo T_m; (b) o escorregamento s; (c) a velocidade do rotor ω_m; (d) a tensão terminal por fase V_a; e (e) o fator de potência PF_m.

(a) Inversor do tipo fonte de corrente alimentado por retificador controlado

(b) Inversor do tipo fonte de corrente alimentado por *chopper*

Figura 15.13 Acionamento de máquina de indução do tipo fonte de corrente.

Solução: $V_{a\,(\text{nominal})} = 460/\sqrt{3} = 265{,}58\,\text{V}$, $I_i = 20\,\text{A}$, $T_L = T_d = 55\,\text{N}\cdot\text{m}$ e $p = 4$. A 40 Hz, $\omega = 2\pi \times 40 = 251{,}33$ rad/s, $\omega_s = 2 \times 251{,}33/4 = 125{,}66$ rad/s, $R_s = 0{,}66\,\Omega$, $R_r = 0{,}38\,\Omega$, $X_s = 1{,}14 \times 40/60 = 0{,}76\,\Omega$, $X_r = 1{,}71 \times 40/60 = 1{,}14\,\Omega$ e $X_m = 33{,}2 \times 40/60 = 22{,}13\,\Omega$.

(a) A partir da Eq. (15.69),

$$s_m = \frac{0{,}38}{[0{,}66^2 + (22{,}13 + 0{,}78 + 1{,}14)^2]^{1/2}} = 0{,}0158$$

A partir da Eq. (15.67), $T_m = 94{,}68\ \text{N} \cdot \text{m}$.

(b) A partir da Eq. (15.67),

$$T_d = 55 = \frac{3(R_r/s)(22{,}13 \times 20)^2}{125{,}66 \times [(0{,}66 + R_r/s)^2 + (22{,}13 + 0{,}76 + 1{,}14)^2]}$$

que dá $(R_r/s)^2 - 83{,}74(R_r/s) + 578{,}04 = 0$, e resolvendo para R_r/s, obtém-se

$$\frac{R_s}{s} = 76{,}144 \quad \text{ou} \quad 7{,}581$$

e $s = 0{,}00499$ ou $0{,}0501$. Como a máquina normalmente é operada com um escorregamento grande na inclinação negativa da curva característica torque-velocidade,

$$s = 0{,}0501$$

(c) $\omega_m = 125{,}656 \times (1 - 0{,}0501) = 119{,}36$ rad/s ou 1140 rpm.

(d) A partir da Figura 15.2, a impedância de entrada pode ser obtida como

$$\overline{\mathbf{Z}}_i = R_i + jX_i = (R_i^2 + X_i^2)^{1/2} \angle \theta_m = Z_i \angle \theta_m$$

onde

$$R_i = \frac{X_m^2(R_s + R_r/s)}{(R_s + R_r/s)^2 + (X_m + X_s + X_r)^2} \tag{15.72}$$

$$= 6{,}26\ \Omega$$

$$X_i = \frac{X_m[(R_s + R_r/s)^2 + (X_s + X_r)(X_m + X_s + X_r)]}{(R_s + R_r/s)^2 + (X_m + X_s + X_r)^2} \tag{15.73}$$

$$= 3{,}899\ \Omega$$

e

$$\theta_m = \tan^{-1} \frac{X_i}{R_i}$$

$$= 31{,}9° \tag{15.74}$$

$$Z_i = (6{,}26^2 + 3{,}899^2)^{1/2} = 7{,}38\ \Omega$$

$$V_a = Z_i I_i = 7{,}38 \times 20 = 147{,}6 \text{ V}$$

(e) $PF_m = \cos(31{,}9°) = 0{,}849$ (indutivo).

Nota: Se o torque máximo for calculado a partir da Eq. (15.71), $T_m = 100{,}49$ e V_a (em $s = s_m$) será 313 V. Para uma freqüência de alimentação de 90 Hz, ao se refazerem os cálculos obtêm-se $\omega_s = 282{,}74$ rad/s, $X_s = 1{,}71\ \Omega$, $X_r = 2{,}565\ \Omega$, $X_m = 49{,}8\ \Omega$, $s_m = 0{,}00726$, $T_m = 96{,}1\ \text{N} \cdot \text{m}$, $s = 0{,}0225$, $V_a = 316$ V e V_a (em $s = s_m$) $= 699{,}6$ V. É evidente que, a uma freqüência elevada e baixo escorregamento, a tensão terminal excederia ao valor nominal e saturaria o fluxo do entreferro.

15.2.7 Controle de Tensão, Freqüência e Corrente

As curvas características torque-velocidade das máquinas de indução dependem do tipo de controle. Pode ser necessário variar a tensão, freqüência e corrente para se obterem os requisitos de torque-velocidade, como mostrado na Figura 15.14, onde há três regiões de operação. Na primeira região, a velocidade pode ser variada através do controle da tensão (ou corrente), a um torque constante. Na segunda região, a máquina é operada à corrente constante e o escorregamento é variado. Na terceira região, a velocidade é controlada pela freqüência a uma corrente reduzida de estator.

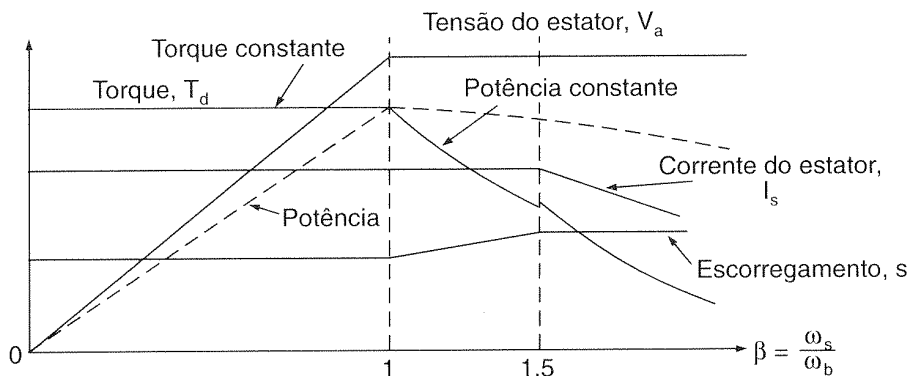



Figura 15.14

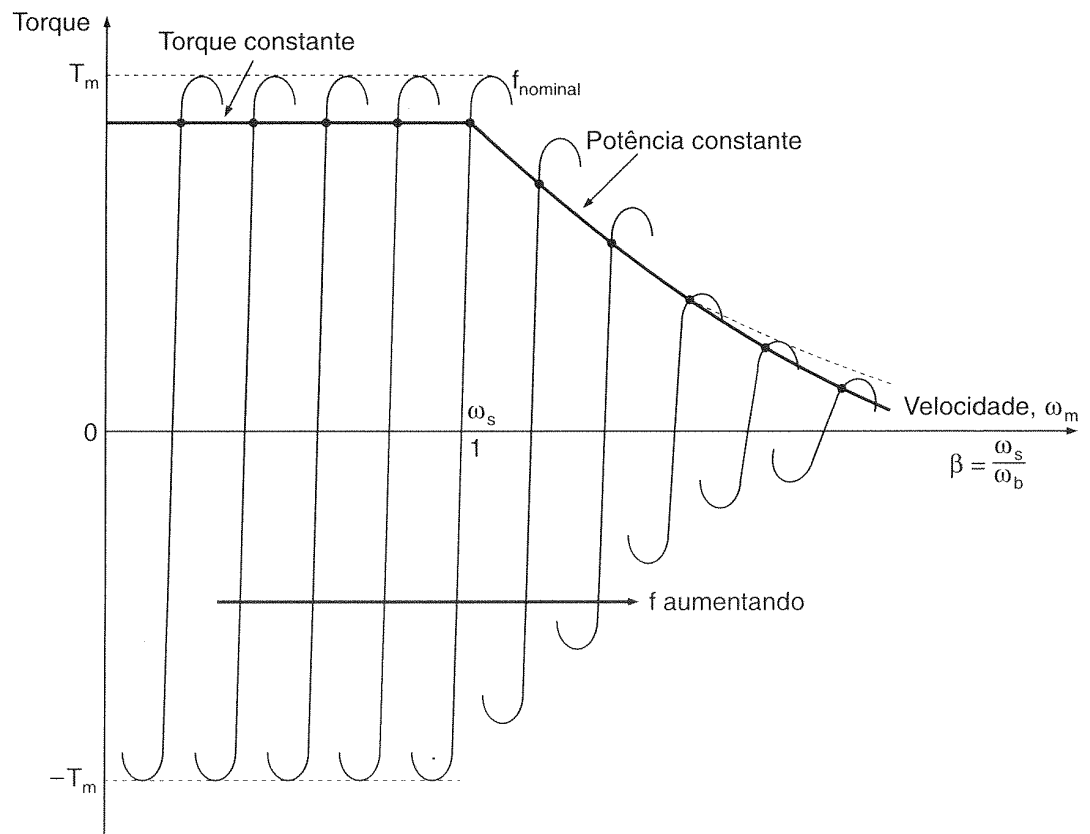
Variáveis controladas em função da freqüência.

As variações de torque e potência para uma dada corrente de estator e freqüência abaixo da nominal são mostradas pelos pontos na Figura 15.15. Para $\beta < 1$, a máquina opera a um fluxo constante. Para $\beta > 1$, a máquina é operada através do controle da freqüência, mas a uma tensão constante. Portanto, o fluxo diminui na relação inversa por unidade de freqüência e a máquina opera no modo de enfraquecimento de campo.

Quando da operação como motor, uma diminuição na referência de velocidade diminui a freqüência da alimentação. Isso muda a operação para o modo frenagem regenerativa. O acionamento desacelera sob a influência dos torques frenante e da carga. Para velocidades abaixo do valor nominal ω_b, a tensão e a freqüência são reduzidas com a velocidade para manter a relação V/f desejada ou o fluxo constante e manter a operação nas curvas de torque-velocidade com uma inclinação negativa, limitando a velocidade do escorregamento. Para velocidades acima da nominal ω_b, apenas a freqüên-

cia é reduzida com a velocidade para manter a operação na parte das curvas de torque-velocidade com uma inclinação negativa. Quando estiver próxima da velocidade desejada, a operação vai para o modo motor e o acionamento acomoda-se na velocidade desejada.

Figura 15.15

Curvas características torque-velocidade para o controle com freqüência variável.

Quando da operação como motor, um aumento na referência de velocidade aumenta a freqüência de alimentação. O torque da máquina excede ao torque de carga e esta desacelera. A operação é mantida na parte das curvas torque-velocidade com inclinação negativa limitando-se à velocidade do escorregamento. Finalmente, o acionamento acomoda-se na velocidade desejada.

15.2.8 Controle de Máquinas de Indução em Malha Fechada

Um controle em malha fechada normalmente é requerido a fim de satisfazer as especificações de performance em regimes permanente e transitório de acionamentos CA. A estratégia de controle pode ser implementada através do (1) *controle escalar*, em que as variáveis controladas são grandezas CC e somente suas amplitudes são controladas; (2) *controle vetorial*, em que tanto as amplitudes quanto a fase das variáveis são controladas; ou (3) *controle adaptativo*, no qual os parâmetros do controlador são continuamente variados para se adaptarem às variações das variáveis de saída.

O modelo dinâmico das máquinas de indução difere significativamente daquele da Figura 15.1 e é mais complexo que o das máquinas CC. O cálculo dos parâmetros da malha de realimentação requer análise e simulação completas de todo o acionamento. O controle e o modelamento dos acionamentos CA estão além do escopo deste livro; e somente algumas técnicas de realimentação escalar básicas são discutidas nesta seção.

Um sistema de controle geralmente é caracterizado pela hierarquia das malhas de controle, na qual a malha mais externa controla as internas. As malhas internas são projetadas para operar progressivamente mais rápido. As malhas em geral são projetadas para ter excursão da referência limitada. A Figura 15.16a mostra um arranjo do controle da tensão do estator das máquinas de indução através de controladores de tensão CA a uma freqüência fixa. O controlador de velocidade K_1 processa o erro de velocidade e gera a corrente de referência $I_{s(\mathrm{ref})}$; K_2 é o controlador de corrente; K_3 gera o ângulo de disparo do conversor tiristorizado e a malha interna de limite de corrente ajusta indiretamente o limite de torque. O limitador de corrente, em vez de um grampeador de corrente, tem a vantagem de realimentar a corrente de curto-circuito em caso de falta. O controlador de velocidade K_1 pode ser simples, do tipo proporcional, proporcional-integral ou um compensador de avanço-atraso (do inglês *lead-lag*). Esse tipo de controle é caracterizado pela baixa performance dinâmica e estática e geralmente é utilizado em acionamentos de ventiladores, bombas e sopradores. Um regulador (ou controlador) CA de 187 kW, trifásico, para uma trefiladeira é mostrado na Figura 15.17, onde a parte eletrônica de controle é montada no painel lateral.

O arranjo na Figura 15.16a pode ser estendido para um controle tensão/freqüência com a adição de um retificador controlado e uma malha de controle de tensão CC, como mostrado na Figura 15.16b. Após o limitador de corrente, o mesmo sinal gera a freqüência do inversor e fornece a entrada para o controlador de ganho da interligação CC, K_3. Uma pequena tensão V_o é adicionada à referência de tensão CC para compensar a queda de tensão do estator em baixas freqüências. A tensão CC V_d age como referência para o controle de tensão do retificador controlado. No caso do inversor PWM, não há necessidade do retificador controlado e o sinal V_d controla a tensão do inversor diretamente, variando o índice de modulação. Para a monitoração da corrente, requer-se um sensor, que introduz um atraso na resposta do sistema. Na Figura 15.18, são mostrados 15 cubíbulos com inversores de comutação forçada que controlam os ventiladores de resfriamento das peneiras de um moinho de cimento, onde cada unidade está especificada para 100 kW.

Figura 15.16

Controle em malha fechada da máquina de indução.

(a) Controle da tensão do estator

(b) Controle da tensão/freqüência

(c) Regulação do escorregamento

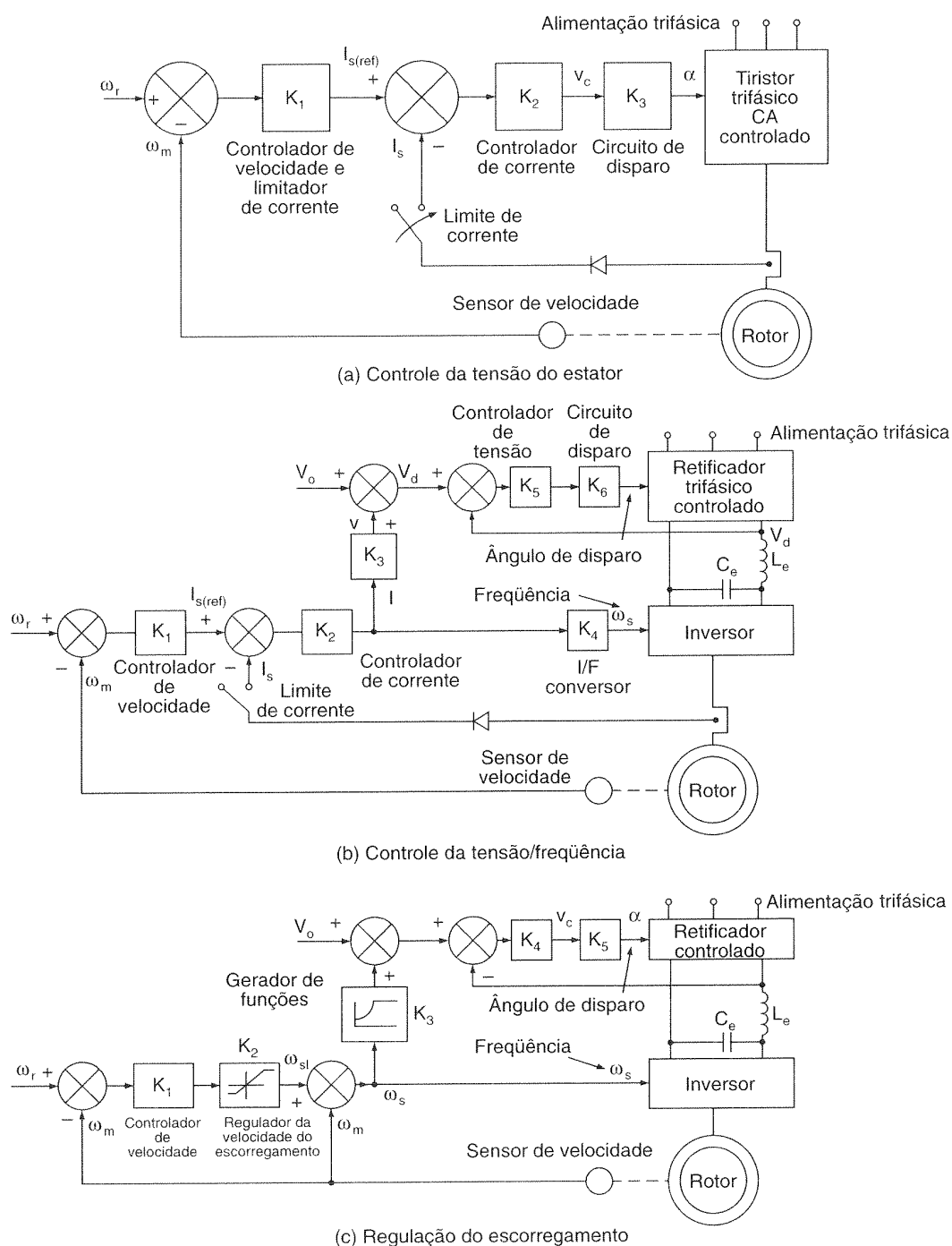
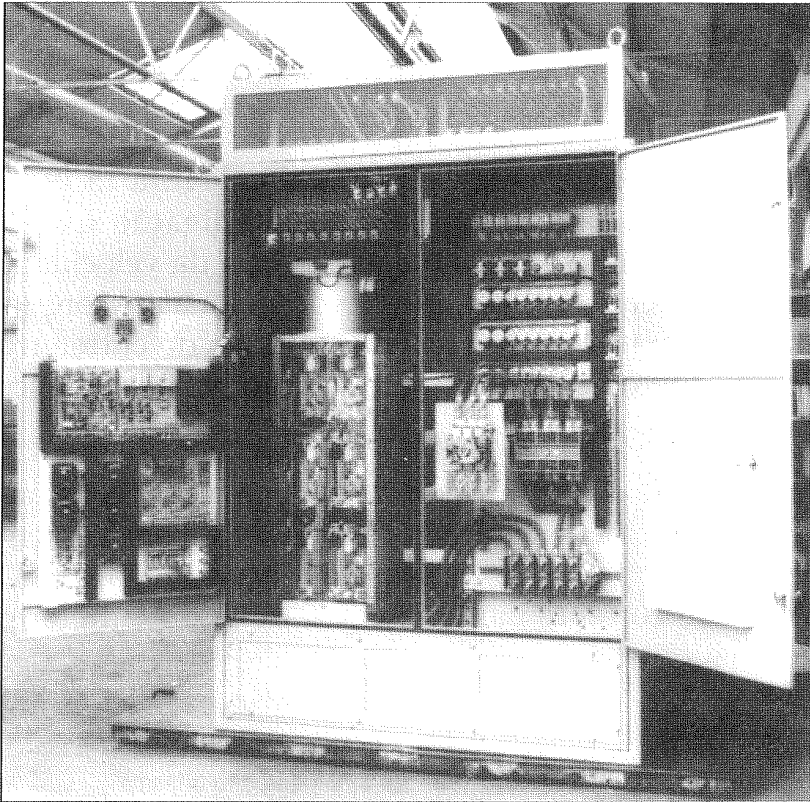



Figura 15.17

Regulador de tensão CA trifásico de 187kW (reproduzido sob permissão da Brush Electrical Machines Ltd., Inglaterra).

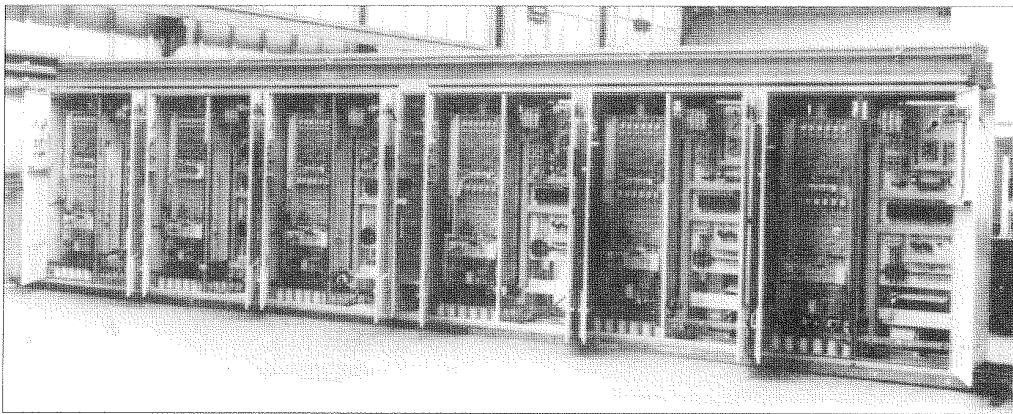



Figura 15.18

Quinze cubículos com inversores de comutação forçada para um moinho de cimento (reproduzido sob permissão da Brush Electrical Machines Ltd., Inglaterra).

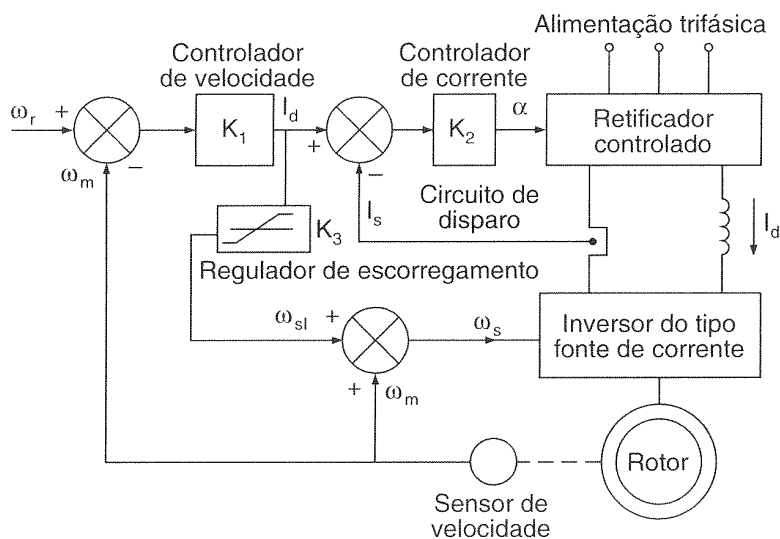
Como o torque das máquinas de indução é proporcional à freqüência do escorregamento, $\omega_{s1} = \omega_s - \omega_m = s\omega_s$, a freqüência do escorregamento pode ser controlada, em vez de a corrente do estator. O erro de velocidade gera a referência da freqüência de escorregamento, como mostrado na Figura 15.16c, onde o limite do escorregamento ajusta o limite do torque. O gerador de funções, que produz o sinal de referência para o controle de tensão em resposta à freqüência ω_s, é não-linear e também pode levar em consideração a compensação da queda V_0 em baixas freqüências. A compensação da queda V_0 é mostrada na Figura 15.16c. Para uma variação em degrau na referência de velocidade, a máquina acelera e desacelera dentro dos limites de torque para um valor

de escorregamento de regime permanente correspondente ao torque de carga. Esse arranjo controla o torque indiretamente com a malha de controle da velocidade e não requer sensor de corrente.

Um arranjo simples para o controle de corrente é mostrado na Figura 15.19. O erro de velocidade gera o sinal de referência para a corrente na interligação CC. A freqüência do escorregamento $\omega_{s1} = \omega_s - \omega_m$ é fixa. Para uma referência da velocidade em degrau, a máquina acelera com uma corrente elevada que é proporcional ao torque. Em regime permanente a corrente da máquina é baixa. Entretanto, o fluxo do entreferro flutua e, devido à variação do fluxo em diferentes pontos de operação, a performance desse acionamento é ruim.

Um arranjo prático para o controle de corrente, onde o fluxo é mantido constante, é mostrado na Figura 15.20. O erro de velocidade gera a freqüência do escorregamento, que controla a freqüência do inversor e a fonte de corrente da interligação CC. O gerador de funções produz a referência de corrente para manter o fluxo do entreferro constante, normalmente no valor nominal.

Figura 15.19

Controle de corrente com escorregamento constante.

O arranjo da Figura 15.16a para o controle de velocidade com malha interna de corrente pode ser aplicado a um acionamento *Kramer* estático, como mostrado na Figura 15.21, onde o torque é proporcional à corrente do barramento CC I_d. O erro de velocidade gera a referência de corrente para a interligação CC. Um aumento em degrau na velocidade grampeia a corrente no valor máximo e a máquina acelera a um torque constante, que corresponde à corrente máxima. Uma diminuição em degrau na velocidade ajusta a referência de corrente para zero e a máquina desacelera devido ao torque de carga. Um acionamento *Kramer* estático de 110 kW para ventiladores em fábricas de cimento é mostrado na Figura 15.22.

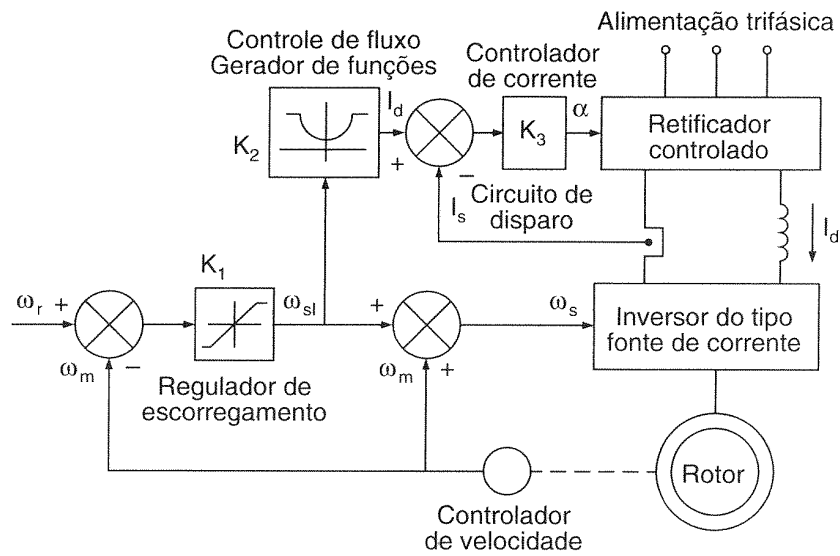



Figura 15.20

Controle de corrente com operação em fluxo constante.

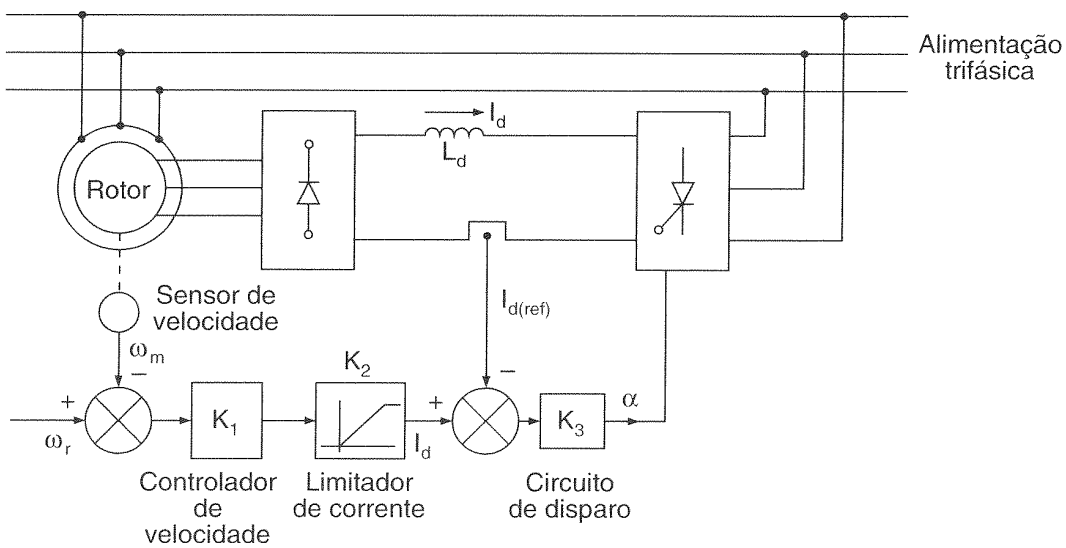
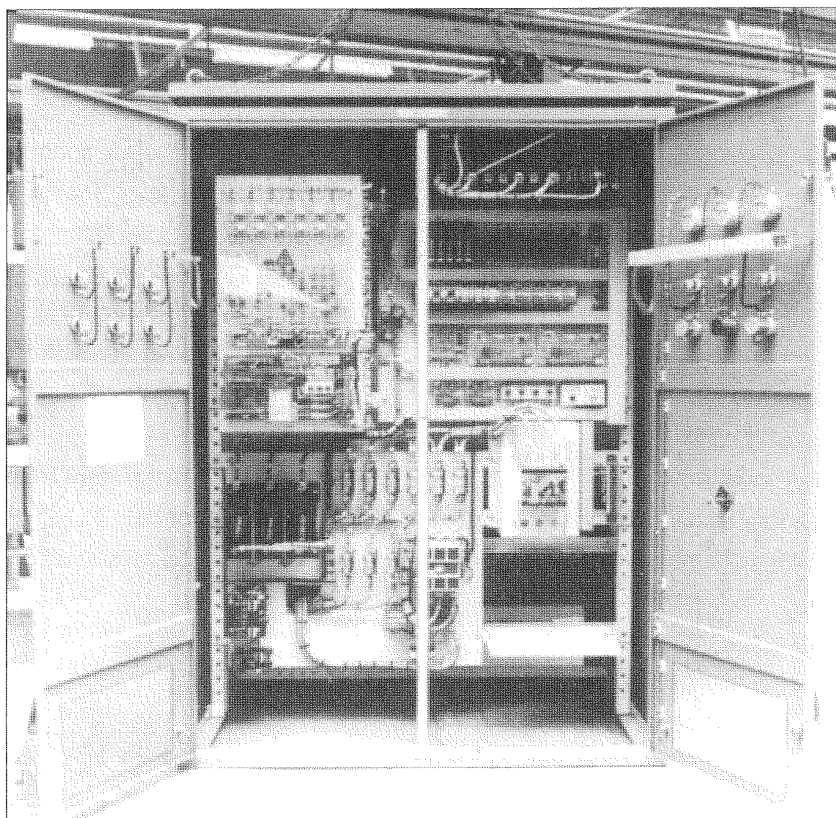



Figura 15.21

Controle de velocidade do acionamento *Kramer* estático.

Figura 15.22

Acionamento *Kramer* estático de 110kW (reproduzido sob permissão da Brush Electrical Machines Ltd., Inglaterra).

Os métodos de controle que foram discutidos até aqui fornecem performance satisfatória em regime permanente, mas suas respostas dinâmicas são ruins. Uma máquina de indução tem características de multivariáveis altamente acopladas não-lineares. O *controle de campo orientado* (do inglês *field-oriented control – FOC*) desacopla as duas componentes da corrente do estator: uma que fornece o fluxo do entreferro e outra que produz o torque. Ele fornece controle independente do fluxo e do torque e a característica do controle é linearizada. As correntes do estator são convertidas em uma estrutura rotativa síncrona fictícia de referência alinhada com o vetor-fluxo e transformadas de volta para a estrutura do estator antes de realimentar para a máquina. As duas componentes são o eixo d, i_{ds} análogo à corrente da armadura e o eixo q, i_{qs} análogo à corrente de campo de uma máquina CC de excitação separada. O vetor enlace de fluxo do rotor é alinhado com o eixo d da estrutura de referência. O eixo de rotação para as várias grandezas é mostrado na Figura 15.23a.

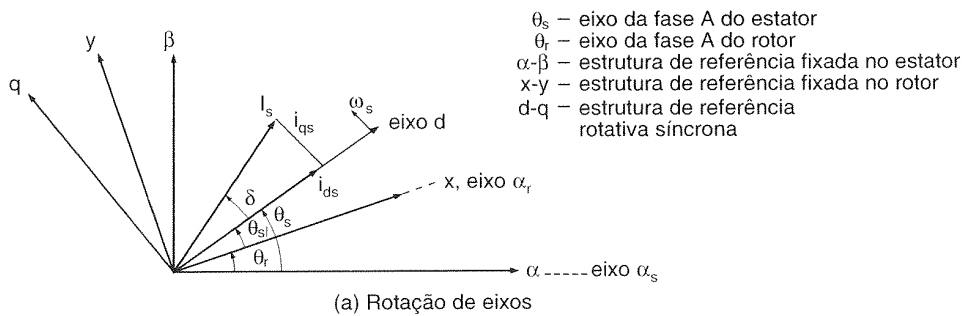
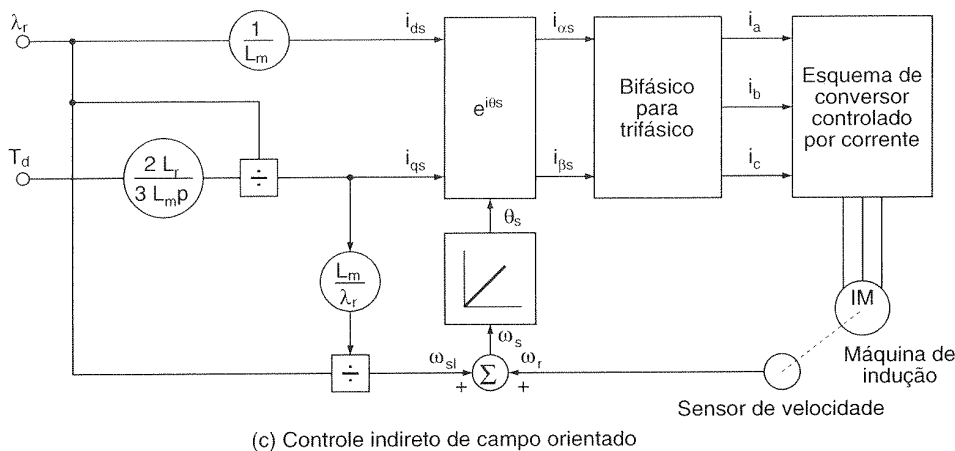
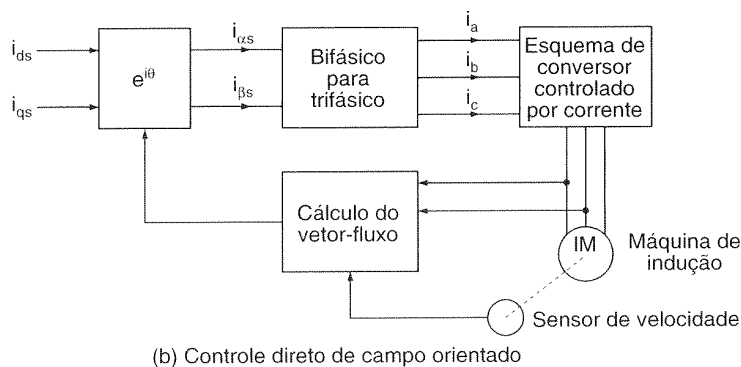



Figura 15.23

Controle de campo orientado da máquina de indução.

Esse tipo de controle pode ser implementado tanto no método direto quanto no indireto. No método direto, o vetor-fluxo é calculado a partir das grandezas terminais da máquina, como mostrado na Figura 15.23b. O método indireto utiliza a freqüência de escorregamento da máquina ω_{s1} para calcular o vetor-fluxo desejado, como mostrado na Figura 15.23c. Ele é mais simples de se implementar que o método direto e tem sido utilizado de maneira crescente no controle de máquina de indução. T_d é o torque desejado da máquina, ω_r é o enlace de fluxo do rotor, τ_r é a constante de tempo do rotor e L_m a indutância mútua. A quantidade de desacoplamento é dependente dos parâmetros da máquina, a menos que o fluxo seja medido diretamente. Sem o exato conhecimento dos parâmetros da máquina, um desacoplamento ideal não é possível.

15.3 ACIONAMENTO DE MÁQUINAS SÍNCRONAS

As máquinas síncronas têm um enrolamento polifásico no estator, também conhecido como armadura, e um enrolamento de campo, que conduz uma corrente CC no rotor. Há duas *fmms* (forças magnetomotrizes) envolvidas: uma devido à corrente do campo e outra, à corrente da armadura. A *fmm* resultante produz o torque. A armadura é idêntica ao estator das máquinas de indução, mas não há indução no rotor. Uma máquina síncrona é uma máquina de velocidade constante e sempre gira com escorregamento zero à velocidade síncrona, que depende da freqüência e do número de pólos, como dado pela Eq. (15.1). Uma máquina síncrona pode ser operada com motor ou gerador. O fator de potência pode ser controlado variando-se a corrente de campo. Os cicloconversores e inversores estão ampliando as aplicações das máquinas síncronas nos acionamentos de velocidade variável. As máquinas síncronas podem ser classificadas em seis tipos:

1. máquinas de rotor cilíndrico;
2. máquinas de pólos salientes;
3. motores de relutância;
4. motores de ímã permanente;
5. motores de relutância chaveada;
6. motores sem escovas CC e CA.

15.3.1 Máquinas de Rotor Cilíndrico

O enrolamento de campo está no rotor, que é cilíndrico, e essas máquinas têm um entreferro uniforme. As reatâncias são independentes da posição do rotor. O circuito equivalente, por fase, desprezando as perdas a vazio, é mostrado na Figura 15.24a, onde R_a é a resistência da armadura por fase e X_s é a *reatância síncrona* por fase. V_f, que é dependente da corrente de campo, é conhecida como tensão de *excitação* ou de *campo*.

O fator de potência depende da corrente de campo. As curvas em V, que mostram as variações típicas da corrente de armadura em função da corrente de excitação, são mostradas na Figura 15.25. Para a mesma corrente da armadura, o fator de potência poderia ser indutivo ou capacitivo, dependendo da corrente de excitação I_f.

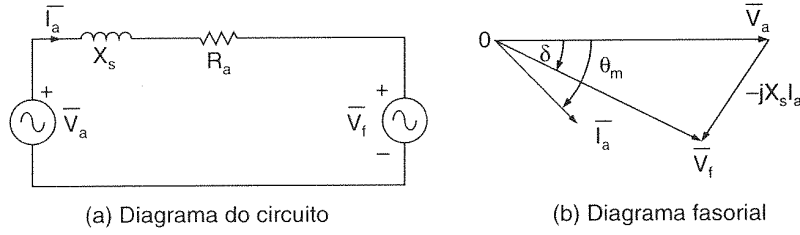



Figura 15.24

Circuito equivalente das máquinas síncronas.

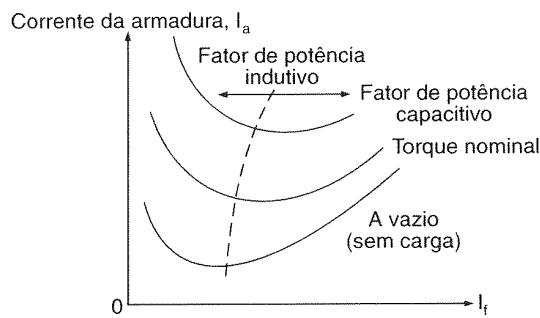



Figura 15.25

Curvas típicas em *V* das máquinas síncronas.

Se θ_m for o ângulo do fator de potência indutivo da máquina, a Figura 15.24a dará

$$\overline{\mathbf{V}}_f = V_a \underline{/0} - \overline{I}_a (R_a + jX_s) \tag{15.75}$$

$$= V_a \underline{/0} - I_a (\cos\theta_m - j \text{ sen } \theta_m)(R_a + jX_s)$$

$$V_a - I_a X_s \text{ sen } \theta_m - I_a R_a \cos\theta_m - jI_a(X_s \cos\theta_m - R_a \text{ sen } \theta_m) \tag{15.75a}$$

$$= V_f \underline{/\delta} \tag{15.75b}$$

onde

$$\delta = \tan^{-1} \frac{-(I_a X_s \cos\theta_m - I_a R_a \text{ sen } \theta_m)}{V_a - I_a X_s \text{ sen } \theta_m - I_a R_a \cos\theta_m} \tag{15.76}$$

e

$$V_f = [(V_a - I_a X_s \text{ sen } \theta_m - I_a R_a \cos\theta_m)^2$$

$$+ (I_a X_s \cos \theta_m - I_a R_a \text{ sen } \theta_m)^2]^{1/2} \tag{15.77}$$

O diagrama fasorial da Figura 15.24 dá

$$\overline{\mathbf{V}}_f = V_f(\cos \delta + j \text{ sen } \delta) \tag{15.78}$$

$$\overline{\mathbf{I}}_a = \frac{\overline{V}_a - \overline{V}_f}{R_a + jX_s} = \frac{[V_a - V_f(\cos \delta + j \text{ sen } \delta](R_a - jX_s)}{R_a^2 + X_s^2} \tag{15.79}$$

A parte real da Eq. (15.79) torna-se

$$I_a \cos \theta_m = \frac{R_a(V_a - V_f \cos \delta) - V_f X_s \text{ sen } \delta}{R_a^2 + X_s^2} \tag{15.80}$$

O fator de potência de entrada pode ser determinado a partir da Eq. (15.80),

$$\begin{aligned} P_i &= 3V_a I_a \cos \theta_m \\ &= \frac{3[R_a(V_a^2 - V_a V_f \cos \delta) - V_a V_f X_s \text{ sen } \delta]}{R_a^2 + X_s^2} \end{aligned} \tag{15.81}$$

A perda no cobre do estator (ou da armadura) é

$$P_{su} = 3I_a^2 R_a \tag{15.82}$$

A potência no entreferro, que é a mesma que a potência desenvolvida, é

$$P_d = P_g = P_i - P_{su} \tag{15.83}$$

Se ω_s for a velocidade síncrona, que é a mesma da velocidade do rotor, o torque desenvolvido torna-se

$$T_d = \frac{P_d}{\omega_s} \tag{15.84}$$

Se a resistência da armadura for desprezível, T_d na Eq. (15.84) torna-se

$$T_d = -\frac{3V_a V_f \text{ sen } \delta}{X_s \omega_s} \tag{15.85}$$

e a Eq. (15.76) torna-se

$$\delta = -\tan^{-1}\frac{I_a X_s \cos\theta_m}{V_a - I_a X_s \text{ sen } \theta_m} \tag{15.86}$$

Para a operação como motor, δ é negativo e o torque na Eq. (15.85) torna-se positivo. Em caso de geração, δ é positivo e a potência (e torque) torna-se negativa. Esse ângulo δ é chamado *ângulo de torque*. Para tensão e freqüência fixas, o torque depende do ângulo e é proporcional à tensão de excitação V_f. Para valores fixos de V_f e δ, o torque depende da relação tensão/freqüência, e mantendo-se a mesma constante será obtido controle de velocidade a um torque constante. Se V_a, V_f e δ permanecerem fixos, o torque diminuirá com a velocidade e a máquina operará no modo de enfraquecimento de campo.

Se $\delta = 90°$, o torque torna-se máximo e o máximo torque desenvolvido, que é chamado *torque de perda de sincronismo*, será

$$T_p = T_m = -\frac{3V_a V_f}{X_s \omega_s} \tag{15.87}$$

A plotagem do torque desenvolvido, em função do ângulo δ, é mostrada na Figura 15.26. Para considerações de estabilidade, a máquina é operada na inclinação positiva da curva característica T_d–δ e isso limita a faixa do ângulo do torque, $-90° \leq \delta \leq 90°$.

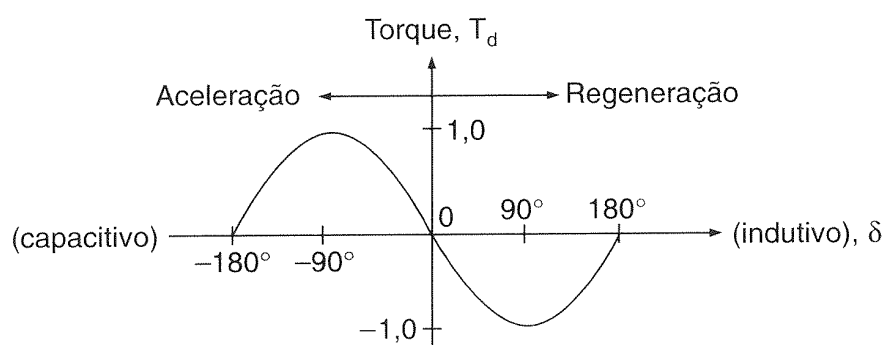



Figura 15.26

Torque *versus* ângulo de torque em máquinas de rotor cilíndrico.

Exemplo 15.8

Uma máquina síncrona de rotor cilíndrico, trifásica, de 460 V, 60 Hz, seis pólos e conectada em estrela tem uma reatância síncrona de $X_s = 2{,}5\ \Omega$ e resistência da armadura desprezível. O torque da carga, que é proporcional ao quadrado da velocidade, é $T_L = 398\text{N}\cdot\text{m}$ a 1200 rpm. O fator de potência é mantido unitário através do controle de campo e a relação tensão/freqüência é mantida constante no valor nominal. Se a freqüência do inversor for 36 Hz e a velocidade da máquina 720 rpm, calcular (a) a tensão de entrada V_a, (b) a corrente da armadura I_a, (c) a tensão de excitação V_f, (d) o ângulo do torque δ e (e) o torque de perda de sincronismo T_p.

Solução: PF = $\cos\theta_m = 1{,}0$, $\theta_m = 0$, $V_{a\,(\text{nominal})} = V_b = V_s' = 460/\sqrt{3} = 265{,}58\,\text{V}$, $p = 6$, $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s, $\omega_b = \omega_s = \omega_m = 2 \times 377/6 = 125{,}67$ rad/s ou 1200 rpm e $d = V_b/\omega_b = 265{,}58/125{,}67 = 2{,}1133$. Em 720 rpm,

$$T_L = 98 \times \left(\frac{720}{1200}\right)^2 = 143{,}28\ \text{N}\cdot\text{m} \qquad \omega_s = \omega_m = 720 \times \frac{\pi}{30} = 75{,}4\ \text{rad/s}$$

$$P_0 = 143{,}28 \times 75{,}4 = 10803\ \text{W}$$

(a) $V_a = d\omega_s = 2{,}133 \times 75{,}4 = 159{,}34\,\text{V}$.

(b) $P_0 = 3V_aI_a\,\text{PF} = 10803$ ou $I_a = 10803/(3 \times 159{,}34) = 22{,}6\,\text{A}$.

(c) A partir da Eq. (15.75),

$$\overline{\mathbf{V}}_f = 159{,}34 - 22{,}6 \times (1 + j0)(j2{,}5) = 169{,}1\ \underline{/-19{,}52^\circ}$$

(d) O ângulo do torque, $\delta = -19{,}52^\circ$.

(e) A partir da Eq. (15.87),

$$T_p = \frac{3 \times 159{,}34 \times 169{,}1}{2{,}5 \times 75{,}4} = 428{,}82\ \text{N}\cdot\text{m}$$

15.3.2 Máquinas de Pólos Salientes

A armadura das máquinas de pólos salientes é similar à das máquinas de rotor cilíndrico. Entretanto, devido à saliência, o entreferro não é uniforme e o fluxo é dependente da posição do rotor. O enrolamento de campo normalmente é feito no corpo dos pólos. A corrente da armadura e as reatâncias podem ser transformadas nas componentes dos eixos direto e de quadratura. I_d e I_q são as componentes da corrente de armadura nos eixos direto (ou d) e de quadratura (ou q), respectivamente. X_d e X_q são as reatâncias dos eixos d e q, respectivamente. Utilizando a Eq. (15.75), a tensão de excitação torna-se

$$\overline{\mathbf{V}}_f = \overline{\mathbf{V}}_a - jX_d\overline{\mathbf{I}}_d - jX_q\overline{\mathbf{I}}_q - R_a\overline{\mathbf{I}}_a$$

Para uma resistência desprezível de armadura, o diagrama fasorial é mostrado na Figura 15.27. A partir do diagrama fasorial,

$$I_d = I_a\ \text{sen}\,(\theta_m - \delta) \tag{15.88}$$

$$I_q = I_a\ \cos\,(\theta_m - \delta) \tag{15.89}$$

$$I_d X_d = V_a \cos \delta - V_f \qquad (15.90)$$

$$I_q X_q = V_a \text{ sen } \delta \qquad (15.91)$$

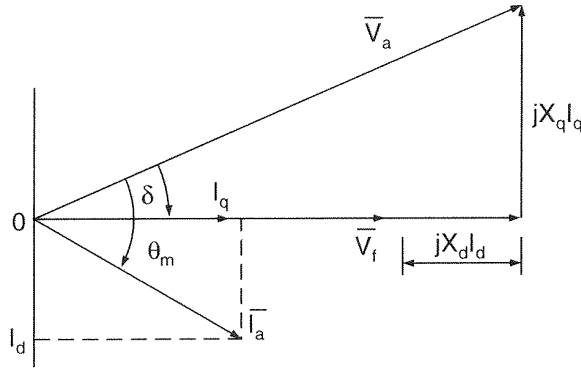



Figura 15.27

Diagrama fasorial para as máquinas síncronas de pólos salientes.

Substituindo I_q da Eq. (15.89) na Eq. (15.91), obtém-se

$$V_a \text{ sen } \delta = X_q I_a \cos(\theta_m - \delta)$$

$$= X_q I_q (\cos \delta \cos \theta_m + \text{sen } \delta \text{ sen } \theta_m) \qquad (15.92)$$

Dividindo ambos os lados por cos δ e resolvendo para δ, obtém-se

$$\delta = -\tan^{-1} \frac{I_a X_q \cos \theta_m}{V_a - I_a X_q \text{ sen } \theta_m} \qquad (15.93)$$

onde o sinal negativo significa que V_f está atrasado em relação a V_a. Se a tensão terminal for determinada nos eixos d e q,

$$V_{ad} = -V_a \text{ sen } \delta \quad \text{e} \quad V_{aq} = V_a \cos \delta$$

A tensão de entrada torna-se

$$P = -3(I_d V_{ad} + I_q V_{aq})$$

$$= 3 I_d V_a \text{ sen } \delta - 3 I_q V_a \cos \delta \qquad (15.94)$$

Substituindo I_d da Eq. (15.90) e I_q da Eq. (15.91) na Eq. (15.94), obtém-se

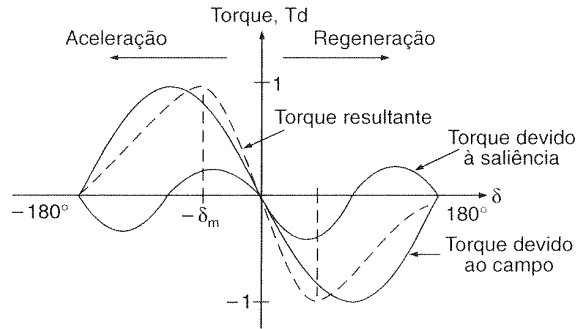
$$P_d = -\frac{3 V_a V_f}{X_d} \text{ sen } \delta - \frac{3 V_a^2}{2} \quad \frac{X_d - X_q}{X_d X_q} \text{ sen } 2\delta \qquad (15.95)$$

A divisão da Eq. (15.95) pela velocidade dá o torque desenvolvido como

$$T_d = -\frac{3V_a V_f}{X_d\,\omega_s}\,\text{sen}\,\delta - \frac{3V_a^2}{2\omega_s}\;\frac{X_d - X_q}{X_d X_q}\,\text{sen}\,2\delta \qquad (15.96)$$

O torque na Eq. (15.96) tem duas componentes. A primeira componente é a mesma que a do rotor cilíndrico se X_d for substituída por X_s e a segunda componente se deve à saliência do rotor. A plotagem típica de T_d em função do ângulo do torque é mostrada na Figura 15.28, onde o torque tem um valor máximo em $\delta = \pm\,\delta_m$. Para a estabilidade, o ângulo de torque é limitado na faixa de $-\delta_m \leq \delta \leq \delta_m$ e nessa faixa estável a inclinação da curva característica de T_d–δ é maior que a da máquina de rotor cilíndrico.

Figura 15.28

Torque *versus* ângulo de torque para a máquina com rotor de pólos salientes.

15.3.3 Motores de Relutância

As máquinas de relutância são similares às máquinas de pólos salientes, exceto que não há enrolamento de campo no rotor. O circuito de armadura, que produz campo magnético rotativo no entreferro, induz um campo no rotor, cuja tendência é se alinhar com o campo da armadura. As máquinas de relutância são muito simples e são utilizadas em aplicações onde é necessário que um certo número de motores gire em sincronismo. Esses motores têm um baixo fator de potência indutivo, tipicamente na faixa de 0,65 a 0,75.

Com $V_f = 0$, a Eq. (15.96) pode ser aplicada para determinar o torque de relutância,

$$T_d = -\frac{3V_a^2}{2\omega_s}\;\frac{X_d - X_a}{X_d X_q}\,\text{sen}\,2\delta \qquad (15.97)$$

onde

$$\delta = -\tan^{-1} \frac{I_a X_q \cos \theta_m}{V_a - I_a X_q \operatorname{sen} \theta_m} \qquad (15.98)$$

O torque de perda de sincronismo para $\delta = -45°$ é

$$T_p = \frac{3V_a^2}{2\omega_s} \quad \frac{X_d - X_q}{X_d X_q} \qquad (15.99)$$

15.3.4 Motores de Ímã Permanente

Os motores de ímã permanente (do inglês *permanent magnet – PM*) são similares às máquinas de pólos salientes, exceto por não haver enrolamento de campo. O rotor e o campo são fornecidos por ímãs permanentes montados no rotor. A tensão de excitação não pode ser variada. Para o mesmo tamanho de estrutura, os motores de ímã permanente têm torque de perda de sincronismo maior. As equações para as máquinas de pólos salientes podem ser aplicadas aos motores de ímãs permanentes, se a tensão de excitação V_f for considerada constante. A eliminação de bobina de campo, alimentação CC e anéis reduz as perdas e a complexidade da máquina. Esses motores também são conhecidos como *motores sem escovas* (do inglês *brushless motors*) e estão sendo cada vez mais aplicados em robôs e máquinas ferramentas. Um motor de ímã permanente (PM) pode ser alimentado por corrente de forma de onda tanto retangular quanto senoidal. Os motores alimentados por corrente com forma de onda retangular, que têm enrolamentos concentrados no estator, induzindo uma tensão quadrada ou trapezoidal, são normalmente utilizados em acionamentos de baixa potência. Os motores alimentados por corrente com forma de onda senoidal, que têm enrolamentos distribuídos no estator, fornecem torque mais suave e em geral são utilizados em acionamentos de potência elevada.

Exemplo 15.9

Um motor de relutância trifásico de quatro pólos, 230 V e 60 Hz conectado em estrela tem $X_d = 22{,}5\,\Omega$, e $X_q = 3{,}5\,\Omega$. A resistência da armadura é desprezível. O torque de carga é $T_L = 12{,}5\,\text{N}\cdot\text{m}$. A relação tensão/freqüência é mantida constante no valor nominal. Se a freqüência de alimentação for 60Hz, determinar (a) o ângulo de torque δ, (b) a corrente de fase I_a e (c) o fator de potência de entrada PF.

Solução: $T_L = 12{,}5\,\text{N}\cdot\text{m}$, $V_{a(\text{nominal})} = V_b = 230/\sqrt{3} = 132{,}79\,\text{V}$, $p = 4$, $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s, $\omega = 2 \times 377/4 = 188{,}5$ rad/s ou 1800 rpm e $V_a = 132{,}79$ V.

(a) $\omega_s = 188{,}5$ rad/s. A partir da Eq. (15.97),

$$\operatorname{sen} 2\delta = -\frac{12{,}5 \times 2 \times 188{,}5 \times 22{,}5 \times 3{,}5}{3 \times 132{,}79^2 \times (22{,}5 - 3{,}5)}$$

e $\delta = -10{,}84°$.

(b) $P_0 = 12{,}5 \times 188{,}5 = 2356\,\text{W}$. A partir da Eq. (15.98),

$$\tan(10{,}84^\circ) = \frac{3{,}5I_a \cos \theta_m}{132{,}79 - 3{,}5I_a \,\text{sen}\, \theta_m}$$

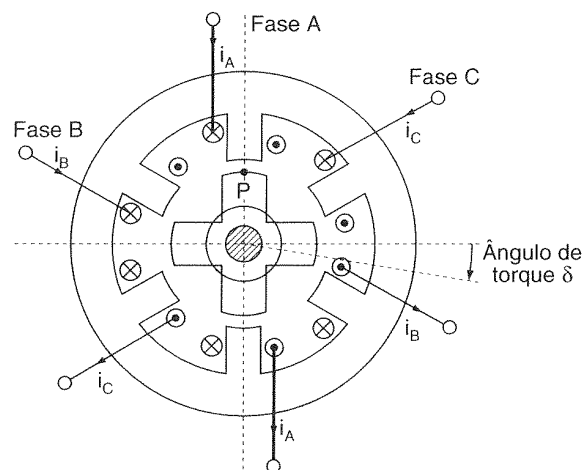
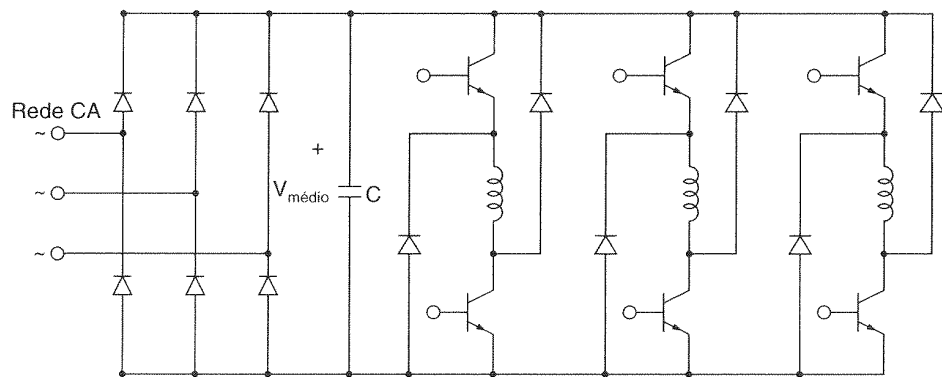
e $P_0 = 2356 = 3 \times 132{,}79 I_a \cos\theta_m$. A partir dessas duas equações, I_a e θ_m podem ser determinados através de um método iterativo de solução, que dá $I_a = 9{,}2$ A e $\theta_m = 49{,}98^\circ$.

(c) PF = cos (49,98°) = 0,643.

15.3.5 Motores de Relutância Chaveada

Um motor de relutância chaveada (do inglês *switched reluctance motor – SRM*) é um motor de passo de relutância variável. Uma vista da seção transversal é mostrada na Figura 15.29a. São mostradas três fases ($q = 3$) com seis dentes, $N_s = 6$, e quatro dentes do rotor, $N_r = 4$. N_r é relacionado a N_s e q por $N_r = N_s \pm N_s/q$. Cada enrolamento de fase é

Figura 15.29

Motor de relutância chaveada.

(a) Seção transversal

(b) Circuito de acionamento

colocado em dois dentes diametralmente opostos. Se a fase A for excitada por uma corrente de fase i_a, um torque será desenvolvido e levará um par de pólos do rotor a ficar

magneticamente alinhado com os pólos da fase A. Se as fases subseqüentes B e C fossem excitadas em seqüência, mais uma rotação aconteceria. A velocidade da máquina pode ser variada excitando-se em seqüência as fases A, B e C. Um circuito comumente utilizado para acionar um SRM é mostrado na Figura 15.29b. É utilizado um sensor de posição absoluta para controlar diretamente os ângulos da excitação do estator em relação à posição do rotor. Um controle de posição com realimentação é utilizado para a geração dos sinais de comando. Se o chaveamento acontecer a uma posição fixa do rotor em relação a seus pólos, o SRM exibe as características de um motor CC em série. Variando-se a posição do rotor, pode ser obtida uma faixa das características de operação.

15.3.6 Controle em Malha Fechada de Máquinas Síncronas

As curvas características típicas de torque, corrente e tensão de excitação em função da relação de freqüência β são mostradas na Figura 15.30. Há duas regiões de operação: torque constante e potência constante. Na região de torque constante, a relação tensão/freqüência é mantida constante e na região de potência constante, o torque diminui com a freqüência. As curvas características de torque-velocidade para as diferentes freqüências são mostradas na Figura 15.30b. Similar às máquinas de indução, a velocidade das máquinas síncronas pode ser controlada variando-se a tensão, a freqüência e a corrente. Há várias configurações de controle em malha fechada para as máquinas síncronas. Um arranjo básico para o controle de tensão/freqüência constante é mostrado na Figura 15.31, onde o erro de velocidade gera as referências de freqüência e tensão para o inversor PWM. Como a velocidade das máquinas síncronas depende somente da freqüência de alimentação, elas são empregadas em acionamentos multimotor para o tracionamento preciso (em sincronismo) das máquinas, como em fábricas de bobinamento de fibras, bobinamento de papel, indústria têxtil e máquinas ferramentas. Um sistema de partida suave de 3,3 kW para acionamento de compressores com máquinas síncronas é mostrado na Figura 15.32, onde duas pontes trifásicas são conectadas em série para dar a operação em 12 pulsos. O cubículo de controle para o acionamento da Figura 15.32 é mostrado na Figura 15.33.

15.3.7 Acionamentos de Motores CC e CA sem Escovas

Acionamentos sem escovas são basicamente acionamentos de máquinas síncronas no modo de autocontrole. A freqüência de alimentação da armadura é variada na proporção da variação da velocidade do rotor de tal maneira que o campo da armadura sempre se mova na mesma velocidade que a do rotor. O autocontrole assegura que para todos os pontos de operação os campos da armadura e do rotor se movam exatamente à mesma velocidade. Isso evita que a máquina saia do passo (perca o sincronismo) levando a oscilações e instabilidade devidas a uma variação em degrau no torque ou na freqüência. O sincronismo correto das velocidades normalmente é realizado com um sensor de posição do rotor. O fator de potência pode ser mantido unitário variando-se a corrente de campo. Os diagramas em blocos de uma máquina síncrona autocontrolada, alimentada a partir de um inversor trifásico ou de um cicloconversor, são mostrados na Figura 15.34.

Figura 15.30

Características torque-velocidade das máquinas síncronas.

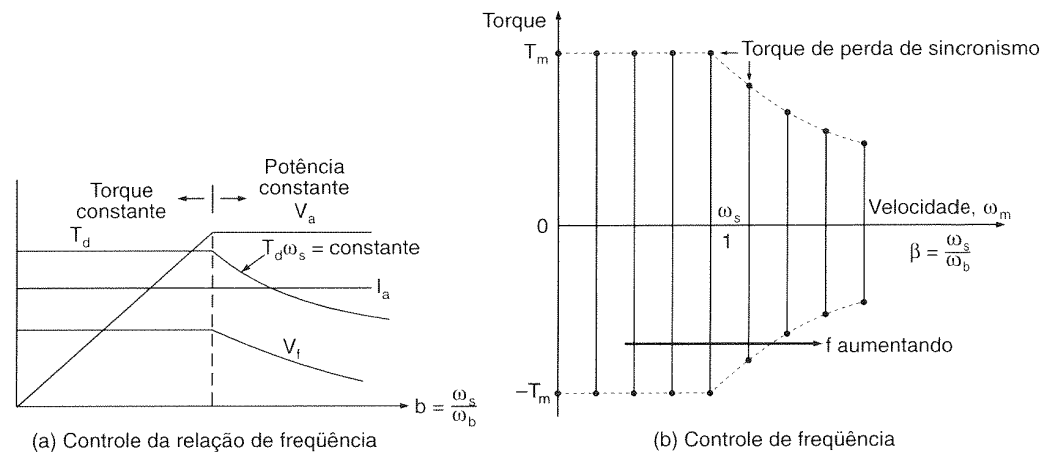



Figura 15.31

Controle tensão/freqüência das máquinas síncronas.

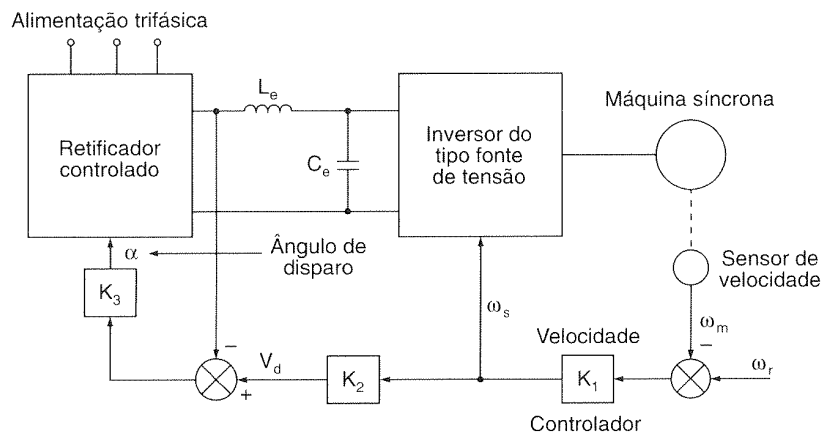
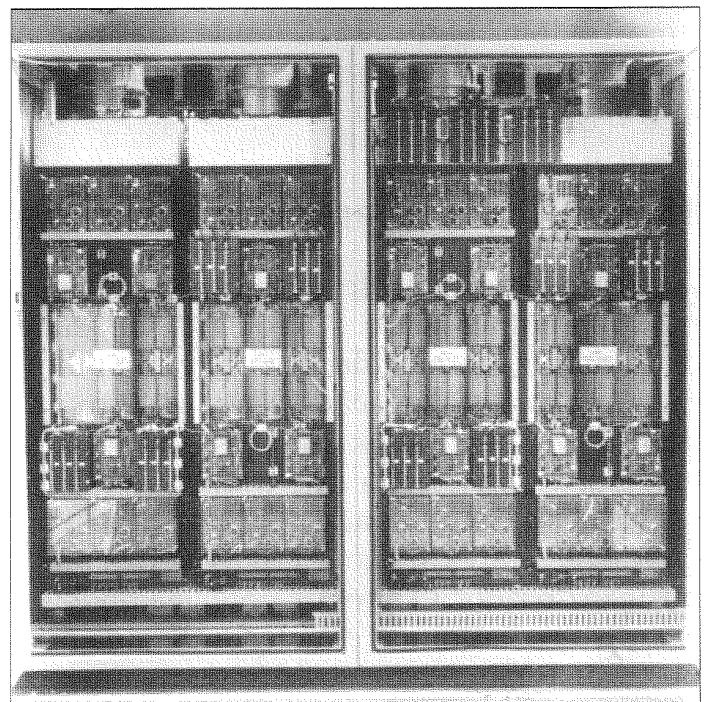



Figura 15.32

Acionamento de máquina síncrona para compressor de 3,3MW (reproduzido sob permissão da Brush Electrical Machines Ltd., Inglaterra).

Para um acionamento alimentado por inversor como mostrado na Figura 15.34a, a fonte de entrada é CC. Dependendo do tipo de inversor, a fonte CC poderia ser uma fonte de corrente, uma corrente constante ou uma fonte de tensão controlável. A freqüência do inversor é variada na proporção da velocidade, de tal maneira que as ondas de *fmm* da armadura e do rotor girem à mesma velocidade, produzindo, dessa forma, um torque estável em todas as velocidades, como em uma máquina CC. A posição do rotor e o inversor realizam a mesma função que as escovas e o comutador em uma máquina CC. Devido à semelhança na operação com uma máquina CC, uma máquina síncrona autocontrolada, alimentada por inversor, é conhecida como *motor CC sem comutador*. Se a máquina síncrona for um motor de ímã permanente, um motor de relutância ou um motor de campo bobinado com uma excitação sem escovas, ela é conhecida como *motor CC sem escovas* ou *sem comutador*. A conexão do campo em série com a alimentação CC dá as características de uma máquina CC em série. Os motores CC sem escovas oferecem as características das máquinas CC e não têm as limitações de manutenção freqüente e a incapacidade de operar em ambientes explosivos. Eles estão encontrando aplicações crescentes em servoacionamentos.

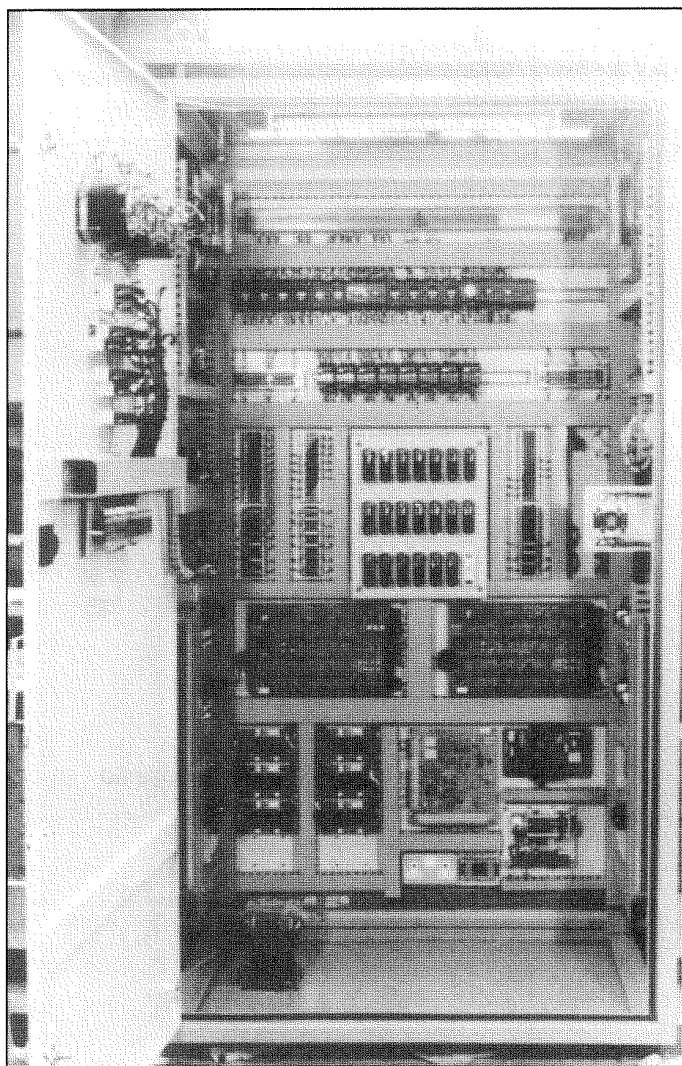
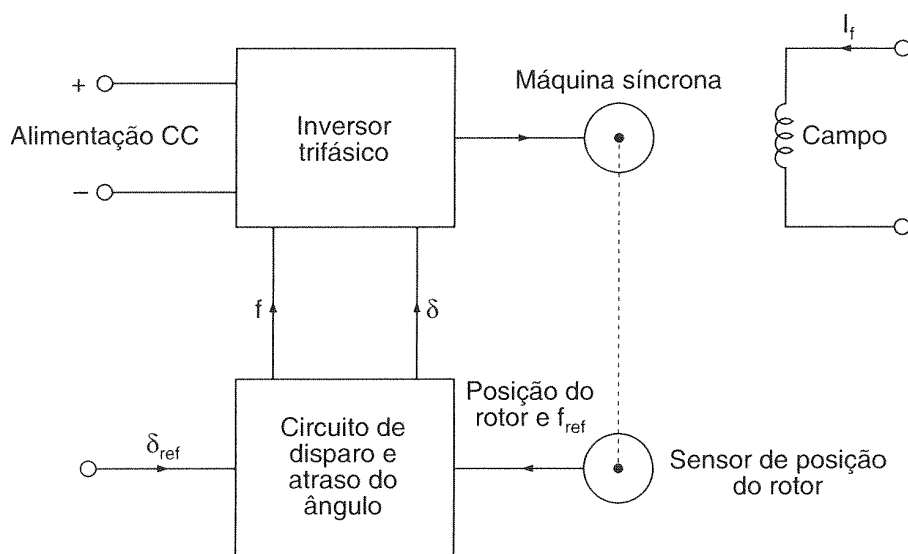
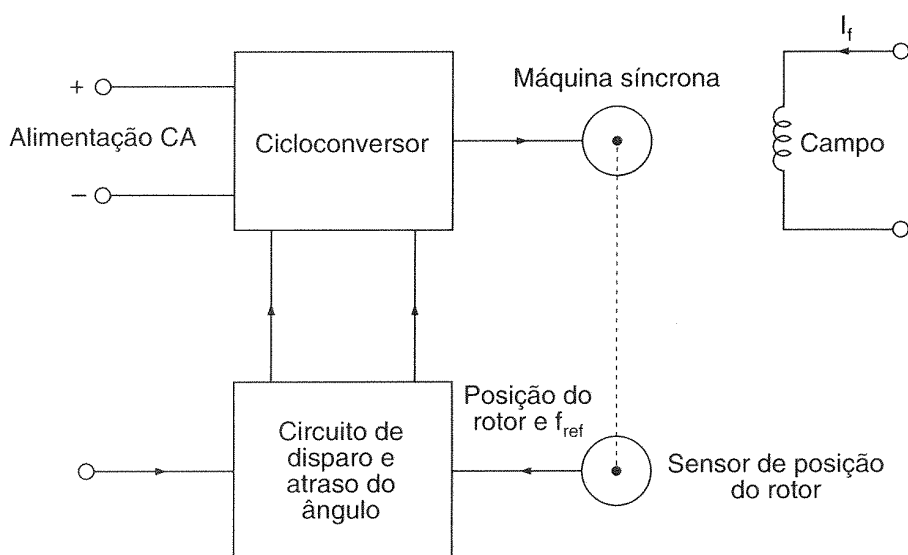



Figura 15.33

Cubículo de controle para o acionamento de máquina da Figura 15.32 (reproduzido sob permissão da Brush Electrical Machines Ltd., Inglaterra).

Se a máquina síncrona for alimentada a partir de uma fonte de tensão CA, como mostrado na Figura 15.34b, ela será chamada *motor CA sem comutador* ou *sem escovas*. Esses motores CA são utilizados para aplicações de potência elevada (na faixa de megawatts), tais como compressores, sopradores, ventiladores, correias transportadoras, bobinamento de chapas de aço, controle do leme de grandes navios e fábricas de cimento. O autocontrole também é utilizado para a partida de grandes máquinas síncronas em turbinas a gás e usinas de bombeamento.

Figura 15.34

Máquinas síncronas autocontroladas.

(a) Motor CC sem escovas

(b) Motor CA sem escovas

RESUMO

Apesar de os acionamentos CA requererem técnicas avançadas de controle da tensão, freqüência e corrente, eles têm vantagens sobre os acionamentos CC. A tensão e a freqüência podem ser controladas através de inversores do tipo fonte de tensão; a corrente e a freqüência podem ser controladas através de inversores do tipo fonte de corrente. Os esquemas de recuperação da potência do escorregamento utilizam retificadores controlados para recuperar a potência do escorregamento das máquinas de indução. O método mais comum de controle em malha fechada das máquinas de indução é o tensão/freqüência, fluxo ou controle do escorregamento. Tanto as máquinas de rotor gaiola quanto as de rotor bobinado são utilizadas em acionamentos de velocidade variável. Um inversor do tipo fonte de tensão pode alimentar um certo número de máquinas conectadas em paralelo, enquanto um inversor do tipo fonte de corrente pode alimentar somente uma máquina.

As máquinas síncronas são máquinas de velocidade constante e suas velocidades podem ser controladas pela tensão, freqüência e / ou corrente. Existem seis tipos de máquinas (ou motores) síncronas(os): rotor cilíndrico, pólos salientes, relutância, ímã permanente, relutância chaveada e motores CA e CC sem escovas. Há uma vasta literatura sobre os acionamentos CA; portanto, apenas os fundamentos foram cobertos neste capítulo.

REFERÊNCIAS

A. BRICKWEDDE. "Microprocessor-based adaptive speed and position control for electrical drives". *IEEE Industry Applications Society Conference Record*, 1984, pp. 411-7.

A. SMITH. "Static Scherbius system of induction motor speed control". *Proceedings IEE*, vol. 124, 1977, pp. 557-65.

B. K. BOSE. *Adjustable AC Drives*. Nova Iorque: IEEE Press, 1980.

______________. *Power Electronics and AC Drives*. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall, 1986.

______________. "Sliding mode control of induction motor". *IEEE Industry Applications Society Conference*, 1985, pp. 479-86.

C. WANG, D. V. NOVOTNY e T. A. LIPO. "An automated rotor time constant measurement system for indirect field oriented drives". *IEEE Industry Applications Society Conference Record*, 1986, pp. 140-6.

E. HO e P. C. SEN. "Decoupling control of induction motor drives". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. IE35, n. 2, 1988, pp.. 253-62.

E. PRASAD, J. F. LINDSAY e M. H. RASHID. "Parameter estimation and dynamic performance of permanent magnet synchronous motors". *IEEE Industry Applications Society Conference Record*, 1985, pp. 627-33.

G. K. DUBEY. *Power Semiconductor Controlled Drives*. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall, 1989.

H. LE-HUY, R. PERRET e D. ROYE. "Microprocessor control of a current-fed synchronous motor drive". *IEEE Industry Applications Society Conference Record*, 1980, pp. 562-9.

K. MASATO, M. YANO, I. KAMIYANA e S. YANO. "Microprocessor-based vector control system for induction motor drives with rotor time constant identification". *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA22, n. 3, 1986, pp. 453-9.

P. C. SEN. "Electric motor drives and control: past, present and future". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. IE37. n. 6, 1990, pp. 562-75.

R. KRISHNAN e P. PILLAY. "Sensitivity analysis and comparison of parameter compensation scheme in vector control induction motor drives". *IEEE Industry Applications Society Conference Record*, 1986, pp. 155-61.

S. B. DEWAN, G. B. SLEMON e A. STRAUGHEN. *Power Semiconductor Drives*. Nova Iorque: John Wiley & Sons, Inc., 1984.

S. K. BISWAS, S. SAHTIAKUMAR e J. VITHAYATHIL. "High efficiency direct torque control scheme for CSI fed induction motor". *IEEE Industry Applications Society Conference Record*, 1986, pp. 216-21.

T. J. E. MILLER. "Converter volt-ampere requirements of the switched reluctance motor drive". *IEEE Industry Applications Society Conference Record*, 1984, pp. 813-9.

W. LEONHARD. "Control of ac machines with the help of electronics". *3rd IFAC Symposium on Control in Power Electronics and Electrical Drives*, Lausanne, Suíça, Tutorial Session, setembro de 1983, pp. 35-58.

______________. *Control of Electrical Drives*, Nova Iorque: Springer-Verlag, 1985.

Y. D. LANDAU. *Adaptive Control*. Nova Iorque: Marcel Dekker, Inc., 1979.

QUESTÕES DE REVISÃO

15.1 Quais são os tipos de máquinas de indução?

15.2 O que é uma velocidade síncrona?

15.3 O que é o escorregamento das máquinas de indução?

15.4 O que é a freqüência do escorregamento das máquinas de indução?

15.5 O que é o escorregamento na partida das máquinas de indução?

15.6 O que são as curvas características torque-velocidade das máquinas de indução?

15.7 Quais são os vários meios de se controlar a velocidade das máquinas de indução?

15.8 Quais são as vantagens do controle tensão/freqüência?

15.9 O que é a freqüência nominal (base) das máquinas de indução?

15.10 Quais são as vantagens do controle de corrente?

15.11 O que é o controle escalar?

15.12 O que é o controle vetorial?

15.13 O que é o controle adaptativo?

15.14 O que é o acionamento *Kramer* estático?

15.15 O que é o acionamento *Scherbius* estático?

15.16 O que é o modo de enfraquecimento de campo da máquina de indução?

15.17 Quais são os efeitos do controle de freqüência das máquinas de indução?

15.18 Quais são as vantagens do controle do fluxo?

15.19 Quais são os vários tipos de máquinas síncronas?

15.20 O que é o ângulo de torque das máquinas síncronas?

15.21 Quais são as diferenças entre as máquinas de pólos salientes e os motores de relutância?

15.22 Quais são as diferenças entre as máquinas de pólos salientes e os motores ímã permanente?

15.23 O que é o torque de perda de sincronismo das máquinas síncronas?

15.24 O que é o torque de partida das máquinas síncronas?

15.25 O que são as curvas características torque-velocidade das máquinas síncronas?

15.26 O que são as curvas em V das máquinas síncronas?

15.27 Quais são as vantagens dos acionamentos alimentados por inversores do tipo fonte de tensão?

15.28 Quais são as vantagens e desvantagens dos acionamentos com motores de relutância?

15.29 Quais são as vantagens e desvantagens das máquinas de ímã permanente?

15.30 O que é um motor de relutância chaveada?

15.31 O que é o modo de autocontrole das máquinas síncronas?

15.32 O que é um motor CC sem escovas?

15.33 O que é um motor CA sem escovas?

PROBLEMAS

15.1 Uma máquina de indução trifásica de 460 V, 60 Hz e oito pólos, conectada em estrela, tem $R_s = 0{,}08\,\Omega$, $R_r = 0{,}1\,\Omega$, $X_s = 0{,}62\,\Omega$, $X_r = 0{,}92\,\Omega$ e $R_m = 6{,}7\,\Omega$. As perdas a vazio $P_{\text{vazio}} = 300$ W. A uma velocidade de 850 rpm, utilizar o circuito equivalente aproximado da Figura 15.2 para determinar **(a)** a velocidade síncrona ω_s; **(b)** o escorregamento s; **(c)** a corrente de entrada I_i; **(d)** a potência de entrada P_i; **(e)** o fator de potência de entrada da fonte de alimentação PF_s; **(f)** a potência no entreferro P_g; **(g)** a perda no cobre do rotor P_{ru}; **(h)** a perda no cobre do estator P_{su}; **(i)** o torque desenvolvido T_d; **(j)** a eficiência; **(k)** a corrente de partida do rotor I_{rs} e o torque de partida T_s; **(l)** o escorregamento para o torque máximo s_m; **(m)** o torque máximo desenvolvido na operação como motor T_{mm}; e **(n)** o torque máximo regenerativo desenvolvido T_{mr}.

15.2 Repetir o Problema 15.1 se R_s for desprezível.

15.3 Repetir o Problema 15.1 se a máquina tiver dois pólos e os parâmetros forem $R_s = 1{,}02\,\Omega$, $R_r = 0{,}35\,\Omega$, $X_s = 0{,}72\,\Omega$, $X_r = 1{,}08\,\Omega$ e $R_m = 60\,\Omega$. As perdas a vazio $P_{\text{vazio}} = 70$ W e a velocidade do rotor é 3450 rpm.

15.4 Uma máquina de indução trifásica de 460 V, 60 Hz e seis pólos, conectada em estrela, tem $R_s = 0{,}32\,\Omega$, $R_r = 0{,}18\,\Omega$, $X_s = 1{,}04\,\Omega$, $X_r = 1{,}6\,\Omega$ e $X_m = 18{,}8\,\Omega$. As perdas a vazio são desprezíveis. O torque de carga, que é proporcional ao quadrado da velocidade, é 180 N · m a 1180 rpm. Se a velocidade da máquina for 950 rpm, determinar **(a)** a demanda de torque da carga T_L; **(b)** a corrente do rotor I_r; **(c)** a tensão de alimentação do estator V_a; **(d)** a corrente de entrada da máquina I_i; **(e)** a potência de entrada da máquina P_i; **(f)** o escorregamento para a corrente máxima s_a; **(g)** a corrente máxima do rotor $I_{r(\text{máx})}$; **(h)** a velocidade à máxima corrente do rotor ω_a; e **(i)** o torque à máxima corrente T_a.

15.5 Repetir o Problema 15.4 se R_s for desprezível.

15.6 Repetir o Problema 15.4 se a máquina tiver quatro pólos e os parâmetros forem $R_s = 0{,}25\,\Omega$, $R_r = 0{,}14\,\Omega$, $X_s = 0{,}7\,\Omega$, $X_r = 1{,}05\,\Omega$ e $X_m = 20{,}6\,\Omega$. O torque de carga é 121 N · m a 1765 rpm. A velocidade da máquina é 1525 rpm.

15.7 Uma máquina de indução trifásica de rotor bobinado de 460 V, 60 Hz e seis pólos, conectada em estrela, cuja velocidade é controlada pela potência do escorregamento, como mostrado na Figura 15.6a, tem os seguintes parâmetros: $R_s = 0{,}11\,\Omega$, $R_r = 0{,}09\,\Omega$, $X_s = 0{,}4\,\Omega$, $X_r = 0{,}6\,\Omega$ e $X_m = 11{,}6\,\Omega$. A relação de espiras dos enrolamentos do rotor para o estator é $n_m = N_r/N_s = 0{,}9$. A indutância L_d é muito grande e sua corrente I_d tem ondulação desprezível. Os valores de R_s, R_r, X_s e X_r para o circuito equivalente da Figura 15.2 podem ser considerados desprezíveis comparados com a impedância efetiva de L_d. As perdas a vazio são de 275 W. O torque de carga, que é proporcional ao quadrado da velocidade, é 455 N · m a 1175 rpm. **(a)** Se a máquina tiver de operar com uma velocidade mínima de 750 rpm, determinar a resistência R. Com esse valor de R, se a velocidade desejada for de 950 rpm, calcular **(b)** a corrente do indutor i_d; **(c)** o ciclo de trabalho k do *chopper*; **(d)** a tensão CC V_d; **(e)** a eficiência; e **(f)** o fator de potência de entrada PF_s, do acionamento.

15.8 Repetir o Problema 15.7 se a velocidade mínima for 650 rpm.

15.9 Repetir o Problema 15.7 se a máquina tiver oito pólos e os parâmetros dela forem $R_s = 0{,}08\ \Omega$, $R_r = 0{,}1\ \Omega$, $X_s = 0{,}62\ \Omega$, $X_r = 0{,}92\ \Omega$ e $R_m = 6{,}7\ \Omega$. As perdas a vazio são de 300 W. O torque de carga, que é proporcional à velocidade, é de 604 N · m a 885 rpm. A máquina tem de operar a uma velocidade mínima de 650 rpm e a velocidade desejada é de 750 rpm.

15.10 Uma máquina de indução trifásica de rotor bobinado de 460 V, 60 Hz com seis pólos e conectada em estrela, cuja velocidade é controlada através de um acionamento *Kramer* estático, como o mostrado na Figura 15.6b, tem: $R_s = 0{,}11\ \Omega$, $R_r = 0{,}09\ \Omega$, $X_s = 0{,}4\ \Omega$, $X_r = 0{,}6\ \Omega$ e $X_m = 11{,}6\ \Omega$. A relação de espiras dos enrolamentos do rotor para o estator é $n_m = N_r/N_s = 0{,}9$. A indutância L_d é muito grande e sua corrente I_d tem conteúdo de ondulação desprezível. Os valores de R_s, R_r, X_s e X_r para o circuito equivalente da Figura 15.2 podem ser considerados desprezíveis se comparados com a impedância efetiva de L_d. As perdas a vazio são de 275 W. A relação de espiras do conversor de tensão CA para a tensão de alimentação é $n_c = N_a/N_b = 0{,}5$. Se a máquina tiver de operar a uma velocidade de 950 rpm, calcular **(a)** a corrente do indutor I_d, **(b)** a tensão CC V_d, **(c)** o ângulo de disparo α do conversor, **(d)** a eficiência e **(e)** o fator de potência de entrada PF_s do acionamento. O torque de carga, que é proporcional ao quadrado da velocidade, é 455 N · m a 1175 rpm.

15.11 Repetir o Problema 15.10 para $n_c = 0{,}9$.

15.12 Para o Problema 15.10, plotar o fator de potência em função da relação de espiras n_c.

15.13 Uma máquina de indução trifásica de 56 kW, 3560 rpm, 460 V, 60 Hz e dois pólos é conectada em estrela e tem os seguintes parâmetros: $R_s = 0$, $R_r = 0{,}18\ \Omega$, $X_s = 0{,}13\ \Omega$, $X_r = 0{,}2\ \Omega$ e $X_m = 11{,}4\ \Omega$. A máquina é controlada variando-se a freqüência de alimentação. Se o torque de ruptura for de 160 N · m, calcular **(a)** a freqüência de alimentação e **(b)** a velocidade ω_m no torque máximo.

15.14 Se $R_s = 0{,}07\ \Omega$ e a freqüência for mudada de 60 Hz para 40 Hz no Problema 15.13, determinar a mudança no torque de ruptura.

15.15 A máquina do Problema 15.13 é controlada através de uma relação tensão/freqüência constante correspondendo à tensão e freqüência nominais. Calcular o torque máximo T_m e a velocidade correspondente ω_m para a freqüência de alimentação de **(a)** 60 Hz e **(b)** 30 Hz.

15.16 Repetir o Problema 15.15 se R_s for $0{,}2\ \Omega$.

15.17 Uma máquina de indução trifásica de 40 HP, 880 rpm, 60 Hz e oito pólos, conectada em estrela, tem os seguintes parâmetros: $R_s = 0{,}19\ \Omega$, $R_r = 0{,}22\ \Omega$, $X_s = 1{,}2\ \Omega$, $X_r = 1{,}8\ \Omega$ e $X_m = 13\ \Omega$. As perdas a vazio são desprezíveis. A máquina é controlada através de um inversor do tipo fonte de corrente e a corrente de entrada é mantida constante a 50 A. Se a freqüência for de 40 Hz e o torque desenvolvido de 200 N · m, determinar **(a)** o escorregamento para o torque máximo s_m e o torque máximo T_m, **(b)** o escorregamento s, **(c)** a velocidade do rotor ω_m, **(d)** a tensão terminal por fase V_a e **(e)** o fator de potência PF_m.

15.18 Repetir o Problema 15.17 se a freqüência for 80 Hz.

15.19 Uma máquina síncrona trifásica de rotor cilíndrico de 460 V, 60 Hz e 10 pólos, conectada em estrela, tem uma reatância síncrona de $X_s = 0{,}8\ \Omega$ por fase e a resistência da armadura é desprezível. O torque de carga, que é proporcional ao quadrado da velocidade, é $T_L = 1250\ \text{N}\cdot\text{m}$ a 720 rpm. O fator de potência é mantido a 0,8 indutivo através do controle do campo e a relação tensão/freqüência é mantida constante no valor nominal. Se a freqüência do inversor for 45 Hz e a velocidade da máquina for 540 rpm, calcular **(a)** a tensão de entrada V_a, **(b)** a corrente da armadura I_a, **(c)** a tensão de excitação V_f, **(d)** o ângulo de torque δ e **(e)** o torque de perda de sincronismo T_p.

15.20 Uma máquina síncrona trifásica de pólos salientes de 230 V, 60 Hz e 40 kW, com oito pólos e conectada em estrela, tem $X_d = 2{,}5\ \Omega$ e $X_q = 0{,}4$. A resistência da armadura é desprezível. Se a máquina operar com uma potência de entrada de 25 kW a um fator de potência capacitivo de 0,86, determinar **(a)** o ângulo de torque δ, **(b)** a tensão de excitação V_f e **(c)** o torque T_d.

15.21 Um motor de relutância trifásico de 230 V, 60 Hz e 10 pólos, conectado em estrela, tem $X_d = 18{,}5\ \Omega$ e $X_q = 3\ \Omega$. A resistência da armadura é desprezível. O torque de carga, que é proporcional à velocidade, é $T_L = 12{,}5\ \text{N}\cdot\text{m}$. A relação tensão/freqüência é mantida constante no valor nominal. Se a freqüência de alimentação for 60 Hz, determinar **(a)** o ângulo de torque δ, **(b)** a corrente de fase I_a e **(c)** o fator de potência de entrada PF_m.

Capítulo 16

Proteção de Dispositivos e Circuitos

16.1 INTRODUÇÃO

Devido ao processo de recuperação reversa dos dispositivos de potência e ações de chaveamento na presença das indutâncias do circuito, ocorrem tensões transitórias nos circuitos conversores. Mesmo em circuitos cuidadosamente projetados, as condições de faltas (curto-circuitos) podem existir, resultando em um fluxo de corrente excessivo através dos dispositivos. O calor produzido pelas perdas em um dispositivo semicondutor pode ser suficiente e efetivamente dissipado para que este possa operar dentro do seu limite superior de temperatura. A operação confiável de um conversor requer a certeza de que todos os tempos e condições do circuito não excedam às especificações de potência dos dispositivos, fornecendo proteção contra sobretensões, sobrecorrentes e sobreaquecimento. Na prática, os dispositivos de potência são protegidos de (1) agitação térmica por dissipadores de calor, (2) dv/dt e di/dt por circuitos *snubbers*, (3) transientes de recuperação reversa, (4) transientes nos lados da alimentação e da carga e (5) condições de falta através de fusíveis.

16.2 RESFRIAMENTO E DISSIPADORES DE CALOR

Devido às perdas de chaveamento e em estado de condução, é gerado calor dentro do dispositivo de potência. Esse calor tem de ser transferido do dispositivo para um resfriamento médio para manter a temperatura de operação da junção dentro de uma faixa especificada. Apesar da transferência de calor poder ser conseguida através de condução, convecção ou radiação, o resfriamento por convecção natural ou por ventilação forçada é o comumente utilizado em aplicações industriais.

O calor tem de fluir do dispositivo para o encapsulamento e então para o dissipador de calor no resfriamento médio. Se P_A for a perda de potência média no dispositivo, o análogo elétrico de um dispositivo, que é montado em um dissipador de calor, é mostrado na Figura 16.1. A temperatura da junção de um dispositivo T_J é dada por

$$T_J = P_A (R_{JC} + R_{CS} + R_{SA}) \tag{16.1}$$

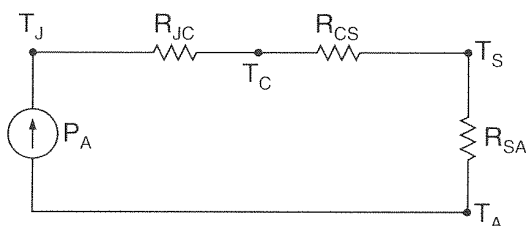
onde R_{JC} = resistência térmica da junção para o encapsulamento, °C/W;

R_{CS} = resistência térmica do encapsulamento para o dissipador, °C/W;

R_{SA} = resistência térmica do dissipador para o ambiente, °C/W;

T_A = temperatura ambiente, °C.

Figura 16.1

Análogo elétrico de uma transferência de calor.

R_{JC} e R_{CS} normalmente são especificadas pelos fabricantes de dispositivos de potência. Uma vez que as perdas de potência dos dispositivos P_A são conhecidas, a resistência térmica requerida do dissipador pode ser calculada para uma temperatura ambiente conhecida, T_A. A próxima etapa consiste em escolher um dissipador e seu tamanho, o qual daria os requerimentos de resistência térmica.

Uma ampla variedade de dissipadores de alumínio estudados está disponível comercialmente e eles utilizam paletas de resfriamento para aumentar a capacidade de transferência de calor. As curvas características de resistência térmica de um dissipador típico com resfriamento natural e forçado são mostradas na Figura 16.2, onde a dissipação de potência em função da elevação da temperatura do dissipador é representada para um resfriamento natural. No resfriamento forçado, a resistência térmica diminui com a velocidade do ar. Entretanto, acima de uma certa velocidade, a redução na resistência térmica não é significativa. Na Figura 16.3 são mostrados dissipadores de vários tipos.

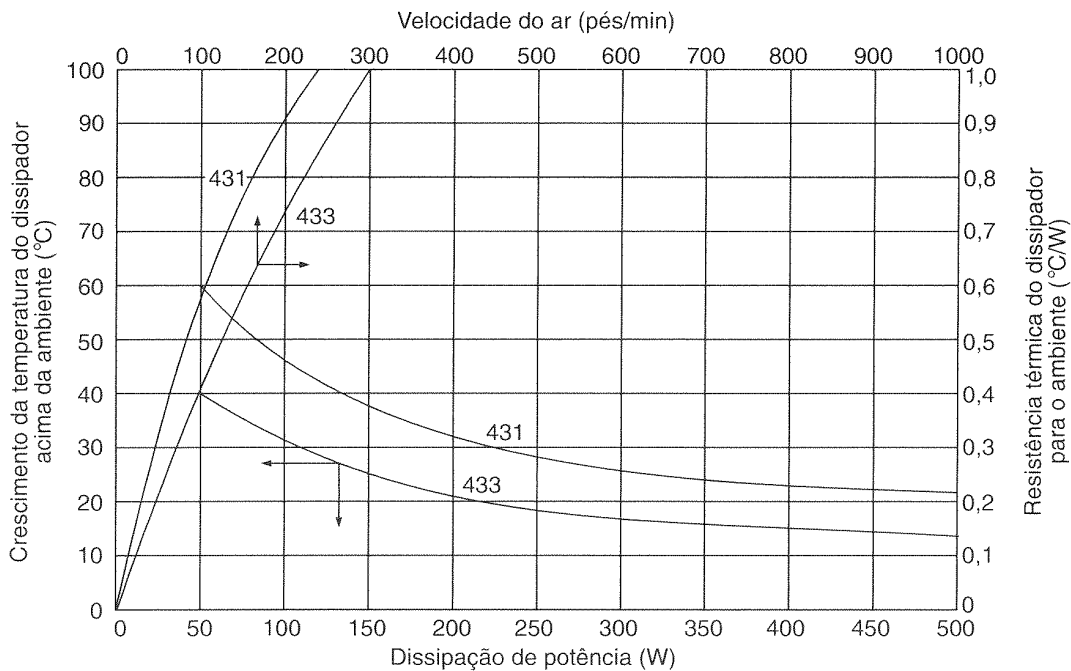



Figura 16.2

Curvas características de resistência térmica (cortesia da EG&G Wakefield Engineering).

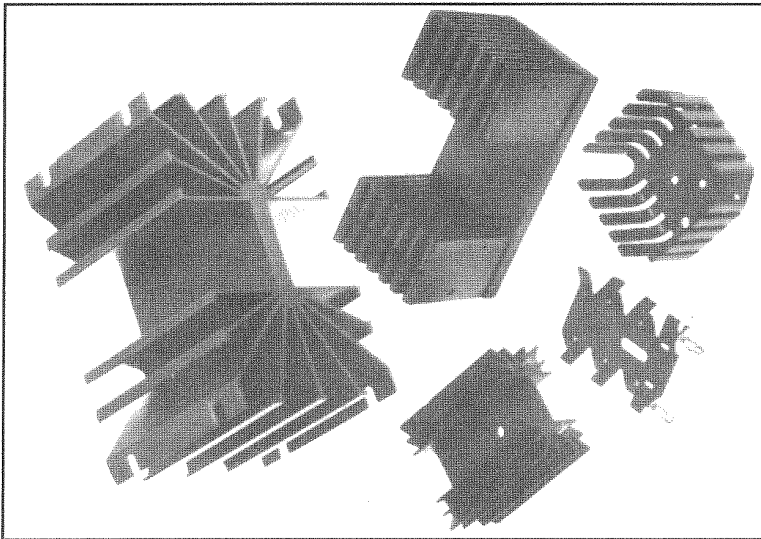



Figura 16.3

Dissipadores de calor (cortesia da EG&G Wakefield Engineering).

A área de contato entre o dispositivo e o dissipador é extremamente importante para minimizar a resistência térmica entre o encapsulamento e o dissipador. As superfícies devem ser chatas, lisas e livres de sujeira, corrosão e oxidações. Normalmente são aplicadas pastas de silicone para melhorar a capacidade de transferência de calor e para minimizar a formação de óxidos e corrosões.

O dispositivo deve ser montado adequadamente no dissipador para se obter a correta pressão de montagem entre as superfícies de contato. Os procedimentos de

instalação adequados são usualmente recomendados pelos fabricantes de dispositivos. Em caso de dispositivos do tipo rosca (do inglês *stud-mounted devices*), torques excessivos na montagem podem causar danos mecânicos à pastilha de silício; e a rosca do dispositivo, bem como sua porca, não deve ser lubrificada porque a porca aumenta a tensão na rosca.

O dispositivo pode ser resfriado por trocadores de calor parcialmente preenchidos com líquido de baixa pressão de vapor. O dispositivo é montado em um lado do trocador de calor e um mecanismo de condensação (ou dissipador) é montado no outro lado, como mostrado na Figura 16.4. O calor produzido pelo dispositivo vaporiza o líquido, e o vapor então flui para o lado da condensação, onde se condensa, retornando na forma líquida para a fonte de calor. O dispositivo pode estar a uma certa distância do dissipador.

Figura 16.4

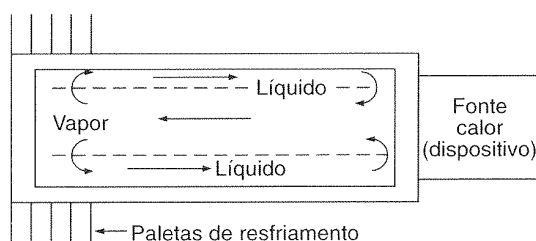
Trocadores de calor.

Em aplicações de potência elevada, os dispositivos são mais efetivamente resfriados por líquidos, normalmente óleo ou água. O resfriamento com água é muito eficiente e aproximadamente três vezes mais eficaz que o resfriamento com óleo. Entretanto, é necessário utilizar água destilada para minimizar a corrosão e anticongelante para evitar o congelamento. O óleo é inflamável. O resfriamento com óleo, que pode ser restrito a algumas aplicações, fornece boa isolação e elimina os problemas de corrosão e congelamento. Os dissipadores de calor com trocadores de calor resfriados com líquido são comercialmente disponíveis. Duas chaves CA resfriadas com água são mostradas na Figura 16.5. Conversores de potência são disponíveis em unidades de montagem, como os mostrados na Figura 16.6.

Figura 16.5

Chaves CA resfriadas com água (cortesia da Powerex, Inc.).

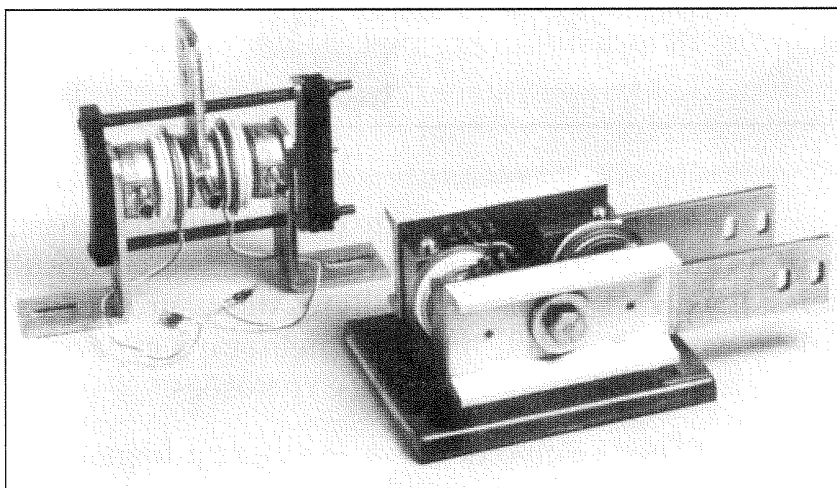
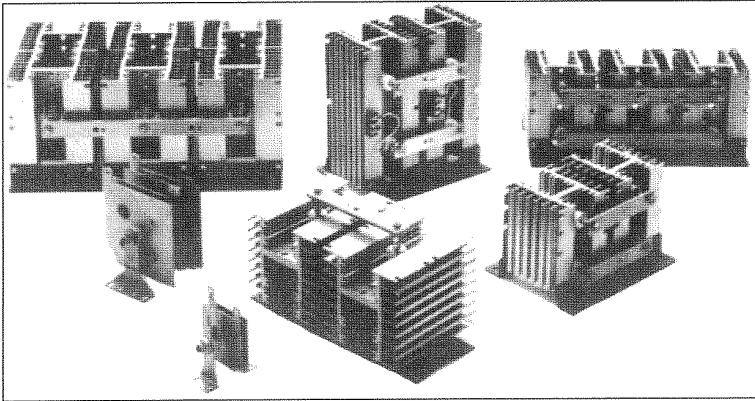



Figura 16.6

Unidades de montagem (cortesia da Powerex, Inc.).

A impedância térmica de um dispositivo de potência é muito pequena; como resultado, a temperatura da junção do dispositivo varia com a perda instantânea de potência. A temperatura instantânea da junção tem sempre de ser mantida menor que o valor aceitável. Uma plotagem da impedância térmica transitória em função da duração de um pulso de onda quadrada é fornecida pelos fabricantes de dispositivos como uma parte das folhas de dados (do inglês *data sheet*). A partir do conhecimento da forma de onda de corrente através de um dispositivo, uma plotagem das perdas de potência em função do tempo pode ser determinada e então as características de impedância transitória podem ser utilizadas para calcular as variações da temperatura com o tempo. Se o resfriamento falhar em sistemas práticos, a elevação da temperatura dos dissipadores normalmente será utilizada para desligar os conversores de potência, em especial nas aplicações de potência muito elevada.

A resposta a um degrau de um sistema de primeira ordem pode ser aplicada para expressar a impedância térmica transitória. Se Z_0 for a impedância térmica de regime permanente da junção para o encapsulamento, a impedância térmica instantânea poderá ser expressa como

$$Z(t) = Z_0 (1 - e^{-t/\tau_{th}}) \tag{16.2}$$

onde τ_{th} é a constante de tempo térmica do dispositivo. Se a perda de potência for P_d, a elevação de temperatura instantânea da junção acima da temperatura do encapsulamento será

$$T_J = P_d Z(t) \tag{16.3}$$

Se a perda de energia tiver uma forma pulsada, como mostrado na Figura 16.7, a Eq. (16.3) poderá ser aplicada para plotar as respostas a degraus da temperatura da junção, $T_J(t)$. Se t_n for a duração do n-ésimo pulso de potência, as impedâncias térmicas correspondentes no início e fim do n-ésimo pulso serão $Z_0 = Z(t = 0) = 0$ e $Z_n = Z(t = t_n)$, respectivamente. A impedância térmica $Z_n = Z(t = t_n)$ correspondente

à duração de t_n pode ser encontrada a partir das curvas características da impedância térmica transitória. Se P_1, P_2, P_3, ... forem os pulsos de potência, com $P_2 = P_4 = ... = 0$, a temperatura da junção ao final do m-ésimo pulso poderá ser expressa como

$$T_J(t) = T_{J0} + P_1(Z_1 - Z_2) + P_3(Z_3 - Z_4) + P_5(Z_5 - Z_6) + \ldots$$
$$= T_{J0} + \sum_{n=1,3,\ldots}^{m} P_n(Z_n - Z_{n+1}) \quad (16.4)$$

onde T_{J0} é a temperatura inicial da junção. Os sinais negativos de Z_2, Z_4, ... significam que a temperatura da junção cai durante os intervalos t_2, t_4, t_6, ...

Figura 16.7

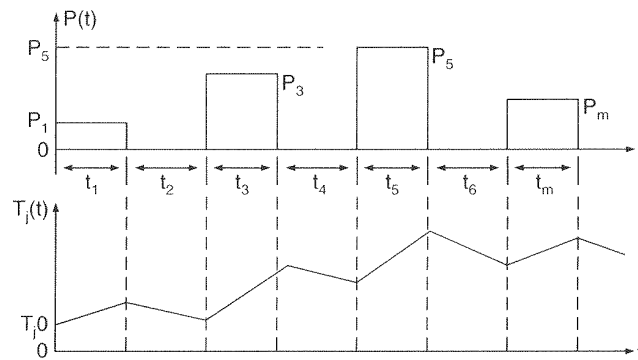
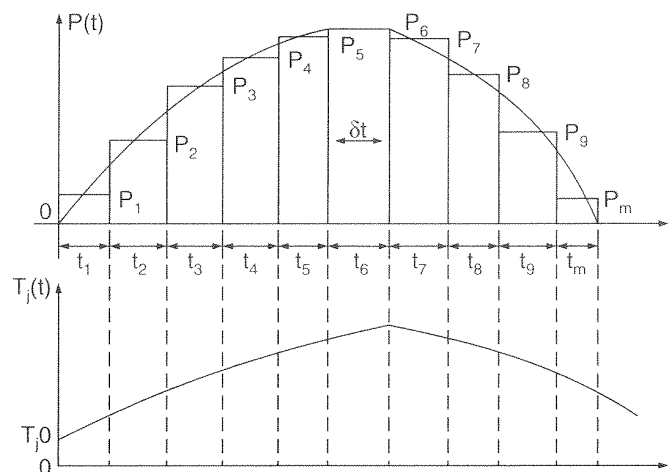
Temperatura da junção para pulsos retangulares de potência.

O conceito da resposta a degrau da temperatura da junção pode ser estendido a outras formas de onda de potência. Qualquer forma de onda pode ser representada aproximadamente por pulsos retangulares de duração igual ou diferente, com a amplitude de cada pulso sendo igual à amplitude média do pulso real no mesmo período. A precisão de tais aproximações pode ser melhorada aumentando-se o número de pulsos e reduzindo-se a duração de cada um deles. Isso é mostrado na Figura 16.8.

Figura 16.8

Aproximação de um pulso de potência através de pulsos retangulares.

A temperatura da junção ao final do m-ésimo pulso pode ser encontrada a partir de

$$T_J(t) = T_{J0} + Z_1P_1 + Z_2(P_2 - P_1) + Z_3(P_3 - P_2) + \ldots$$
$$= T_{J0} + \sum_{n=1,2,\ldots}^{m} Z_n(P_n - P_{n-1}) \qquad (16.5)$$

em que Z_n é a impedância ao final do n-ésimo pulso de duração $t_n = \delta t$. P_n é a perda de potência para o n-ésimo pulso e $P_0 = 0$; t é o intervalo de tempo.

Exemplo 16.1

A perda de potência de um dispositivo é mostrada na Figura 16.9. Plotar a temperatura instantânea da junção acima da temperatura do encapsulamento. $P_2 = P_4 = P_6 = 0$, $P_1 = 800$ W, $P_3 = 1200$ W e $P_5 = 600$ W. Para $t_1 = t_3 = t_5 = 1$ ms, a folha de dados dá

$$Z(t = t_1) = Z_1 = Z_3 = Z_5 = 0{,}035°\text{C/W}$$

Para $t_2 = t_4 = t_6 = 0{,}5$ ms,

$$Z(t = t_2) = Z_2 = Z_4 = Z_6 = 0{,}025°\text{C/W}$$

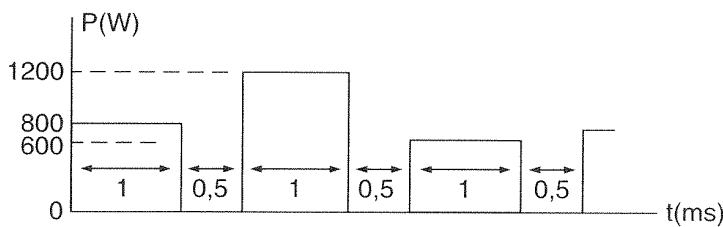



Figura 16.9

Perda de potência no dispositivo.

Solução: A Eq.(16.4) pode ser aplicada diretamente para calcular a elevação da temperatura da junção.

$$\Delta T_J(t = 1 \text{ ms}) = T_J(t = 1 \text{ ms}) - T_{J0} = Z_1P_1 = 0{,}035 \times 800 = 28°\text{C}$$

$$\Delta T_J(t = 1{,}5 \text{ ms}) = 28 - Z_5P_1 = 28 - 0{,}025 \times 800 = 8°\text{C}$$

$$\Delta T_J(t = 2{,}5 \text{ ms}) = 8 + Z_3P_3 = 8 + 0{,}035 \times 1200 = 50°\text{C}$$

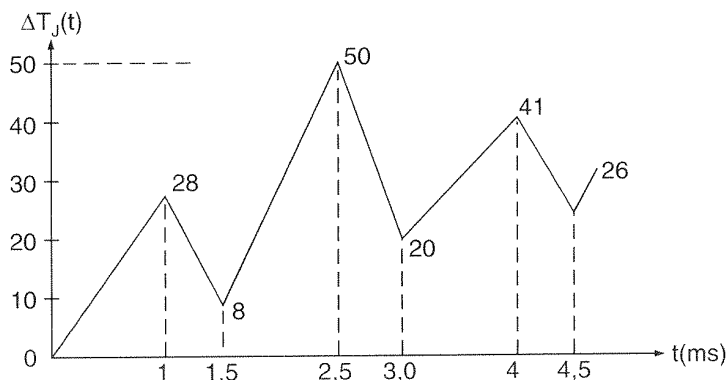
$$\Delta T_J(t = 3 \text{ ms}) = 50 - Z_4P_3 = 50 - 0{,}025 \times 1200 = 20°\text{C}$$

$$\Delta T_J(t = 4 \text{ ms}) = 20 + Z_5P_5 = 20 + 0{,}035 \times 600 = 41°\text{C}$$

$$\Delta T_J(t = 4{,}5 \text{ ms}) = 41 - Z_6P_5 = 41 - 0{,}025 \times 600 = 26°\text{C}$$

A elevação da temperatura da junção acima da temperatura do encapsulamento é mostrada na Figura 16.10.

Figura 16.10

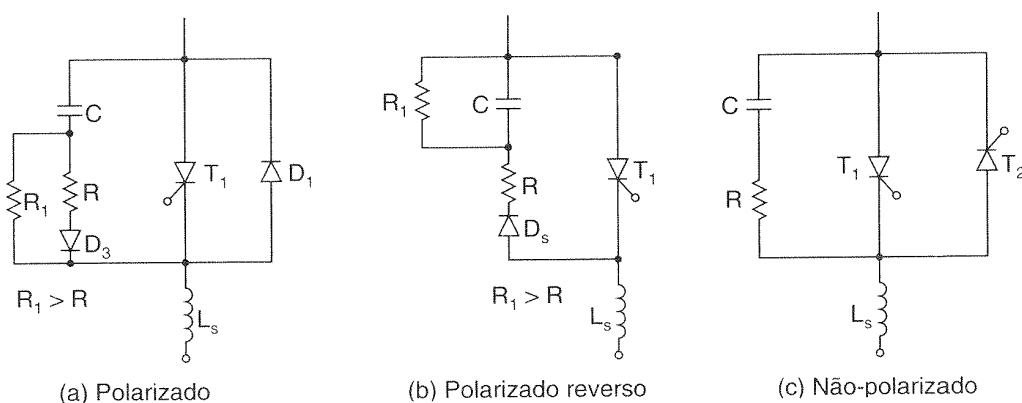
Elevação da temperatura da junção para o Exemplo 16.1.

16.3 CIRCUITOS *SNUBBER*

Um circuito *snubber*[1] RC normalmente é conectado em paralelo com um dispositivo semicondutor para limitar o dv/dt dentro da especificação máxima permissível. O *snubber* pode ser polarizado ou não. Um *snubber* polarizado no sentido direto é adequado quando um tiristor ou transistor é conectado com um diodo em antiparalelo, como mostrado na Figura 16.11a. O resistor R limita o dv/dt direto; e R_1 limita a corrente de descarga do capacitor quando o dispositivo entra em condução.

Um *snubber* polarizado no sentido reverso, que limita o dv/dt reverso, é mostrado na Figura 16.11b, onde R_1 limita a corrente de descarga do capacitor. O capacitor não se descarrega através do dispositivo, resultando na redução das perdas no mesmo.

Quando dois tiristores são conectados em antiparalelo, o *snubber* deve ser eficaz em ambos os sentidos. Um *snubber* não-polarizado é mostrado na Figura 16.11c.

Figura 16.11

Redes *snubber*.

1 N. T.: O termo *snubber* é utilizado em nossa literatura técnica em inglês.

16.4 TRANSIENTES DE RECUPERAÇÃO REVERSA

Devido ao tempo de recuperação reversa t_{rr} e à corrente de recuperação I_R, uma certa quantidade de energia é armazenada nas indutâncias do circuito e como resultado uma tensão transitória aparece sobre o dispositivo. Além da proteção ao dv/dt, o *snubber* limita a tensão transitória máxima (de pico) sobre o dispositivo. O circuito equivalente para um arranjo de circuito é mostrado na Figura 16.12, onde a tensão inicial do capacitor é zero e o indutor conduz uma corrente inicial de I_R. Os valores do *snubber RC* são selecionados de tal forma que o circuito seja ligeiramente subamortecido, e a Figura 16.13 mostra a corrente de recuperação e a tensão transitória. O amortecimento crítico normalmente resulta em um grande valor de tensão reversa inicial RI_R; e o amortecimento insuficiente causa um grande sobressinal (do inglês *overshoot*) de tensão transitória. Na análise a seguir, supõe-se que a recuperação seja abrupta e que a corrente de recuperação seja subitamente chaveada para zero.

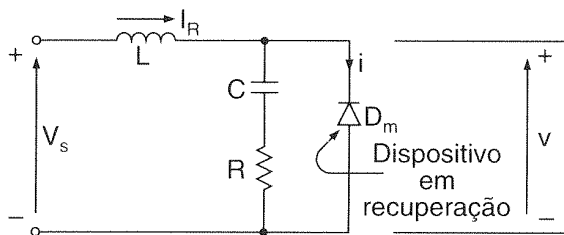



Figura 16.12

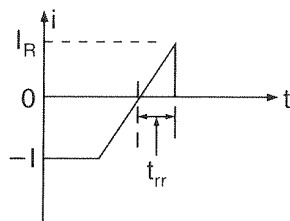
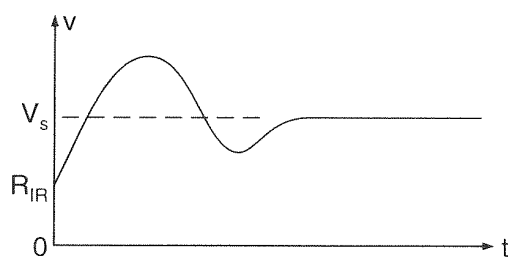
Circuito equivalente durante a recuperação.

(a) Corrente de recuperação

(b) Tensão transitória

Figura 16.13

Transiente de recuperação.

A corrente no *snubber* pode ser expressa como

$$L\frac{di}{dt} + R_i + \frac{1}{C}\int i\,dt + v_c(t=0) = V_s \tag{16.6}$$

$$v = V_s - L\frac{di}{dt} \tag{16.7}$$

com as condições iniciais $i(t=0) = I_R$ e $v_c(t=0) = 0$. Foi visto na Seção 3.3 que a forma da solução para a Eq. (16.6) depende dos valores de RLC. Para o caso subamortecido, as soluções das Eqs. (16.6) e (16.7) dão a tensão reversa sobre o dispositivo como

$$v(t) = V_s - (V_s - RI_R)\left(\cos\omega t - \frac{\alpha}{\omega}\operatorname{sen}\omega t\right)e^{-\alpha t} + \frac{I_R}{\omega C}e^{-\alpha t}\operatorname{sen}\omega t \tag{16.8}$$

onde

$$\alpha = \frac{R}{2L} \tag{16.9}$$

A freqüência natural não-amortecida é

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{16.10}$$

A razão de amortecimento é

$$\delta = \frac{\alpha}{\omega_0} = \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} \tag{16.11}$$

e a freqüência natural amortecida é

$$\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} = \omega_0\sqrt{1-\delta^2} \tag{16.12}$$

Derivando a Eq. (16.8), obtém-se

$$\frac{dv}{dt} = (V_s - RI_R)\left(2\alpha\cos\omega t + \frac{\omega^2 - \alpha^2}{\omega}\operatorname{sen}\omega t\right)e^{-\alpha t} \tag{16.13}$$

$$+ \frac{I_R}{C}\left(\cos \omega t - \frac{\alpha}{\omega} \operatorname{sen} \omega t\right)e^{-\alpha t}$$

A tensão reversa inicial e o dv/dt podem ser encontrados a partir das Eqs. (16.8) e (16.13) fazendo-se $t = 0$:

$$v(t = 0) = RI_R \tag{16.14}$$

$$\left.\frac{dv}{dt}\right|_{t=0} = (V_s - RI_R)\,2\alpha + \frac{I_R}{C} = \frac{(V_s - RI_R)\,R}{L} + \frac{I_R}{C}$$

$$= V_s\omega_0\,(2\delta - 4d\delta^2 + d) \tag{16.15}$$

onde o fator (ou relação) da corrente d é dado por

$$d = \frac{I_R}{V_s}\sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{I_R}{I_p} \tag{16.16}$$

Se o dv/dt inicial na Eq. (16.15) for negativo, a tensão inversa inicial RI_R será máxima e isso poderá produzir um dv/dt destrutivo. Para um dv/dt positivo, ou

$$\delta < \frac{1 + \sqrt{1 + 4d^2}}{4d} \tag{16.17}$$

e a tensão reversa será máxima em $t = t_1$. O tempo t_1, que pode ser obtido igualando-se a Eq. (16.13) a zero, é encontrado como

$$\tan \omega t_1 = \frac{\omega\,[V_s - RI_R)\,2\alpha + I_R/C]}{(V_s - RI_R)(\omega^2 - \alpha^2) - \alpha I_R/C} \tag{16.18}$$

e a tensão máxima pode ser encontrada a partir da Eq. (16.8):

$$V_p = v(t = t_1) \tag{16.19}$$

A tensão inversa máxima depende da razão de amortecimento δ, e do fator de corrente d. Para um dado valor de d, há um valor ótimo da razão de amortecimento δ_o, que minimizará a tensão máxima. Entretanto, o dv/dt varia com d e a minimização da tensão máxima pode não minimizar o dv/dt. É necessário que haja um compromisso

entre a tensão máxima V_p e o dv/dt. McMurray propôs a minimização do produtor $V_p(dv/dt)$ e suas curvas de otimização do projeto são mostradas na Figura 16.14, onde o dv/dt é o valor médio durante um tempo t_1 e d_o é o valor ótimo do fator de corrente.

A energia armazenada no indutor L, que é transferida para o capacitor *snubber* C, é dissipada em sua grande maioria no resistor *snubber*. Essa perda de potência é dependente da freqüência de chaveamento e da corrente de carga. Para conversores de potência elevada, onde a perda no *snubber* é significativa, um *snubber* não-dissipativo que utiliza um transformador de recuperação de energia, como mostrado na Figura 16.15, pode melhorar a eficiência do circuito. Quando a corrente primária cresce, a tensão induzida E_2 é positiva e o diodo D_1 está reversamente polarizado. Se a corrente de recuperação do diodo D_m começar a cair, a tensão induzida E_2 se tornará negativa e o diodo D_1 conduzirá, devolvendo energia para a fonte de alimentação CC.

Exemplo 16.2

A corrente de recuperação de um diodo, como mostrado na Figura 16.12, é $I_R = 20$ A e a indutância do circuito é $L = 50\ \mu$H. A tensão de entrada é $V_s = 220$ V. Se for necessário limitar a tensão transitória máxima a 1,5 vez a tensão de entrada, determinar (a) o valor ótimo do fator de corrente α_o, (b) o fator de amortecimento ótimo δ_o, (c) a capacitância C do *snubber*, (d) a resistência R do *snubber*, (e) o dv/dt médio e (f) a tensão reversa inicial.

Solução: $I_R = 20$ A, $L = 50\ \mu$H, $V_s = 220$ V e $V_p = 1{,}5 \times 220 = 330$ V. Para $V_p/V_s = 1{,}5$, a Figura 16.14 dá:

(a) O fator de corrente ótimo $d_o = 0{,}75$.

(b) O fator de amortecimento ótimo $\delta_o = 0{,}4$.

(c) A partir da Eq. (16.16), a capacitância *snubber* (com $d = d_o$) é

$$C = L\left[\frac{I_R}{dV_s}\right]^2 \tag{16.20}$$

$$= 50\left[\frac{20}{0{,}75 \times 220}\right]^2 = 0{,}735\ \mu\text{F}$$

(d) A partir da Eq. (16.11), a resistência *snubber* é

$$R = 2\delta\sqrt{\frac{L}{C}} \tag{16.21}$$

$$= 2 \times 0{,}4\sqrt{\frac{50}{0{,}735}} = 6{,}6\ \Omega$$

(e) A partir da Eq. (16.10),

$$\omega_0 = \frac{10^6}{\sqrt{50 \times 0{,}735}} = 164957 \text{ rad/s}$$

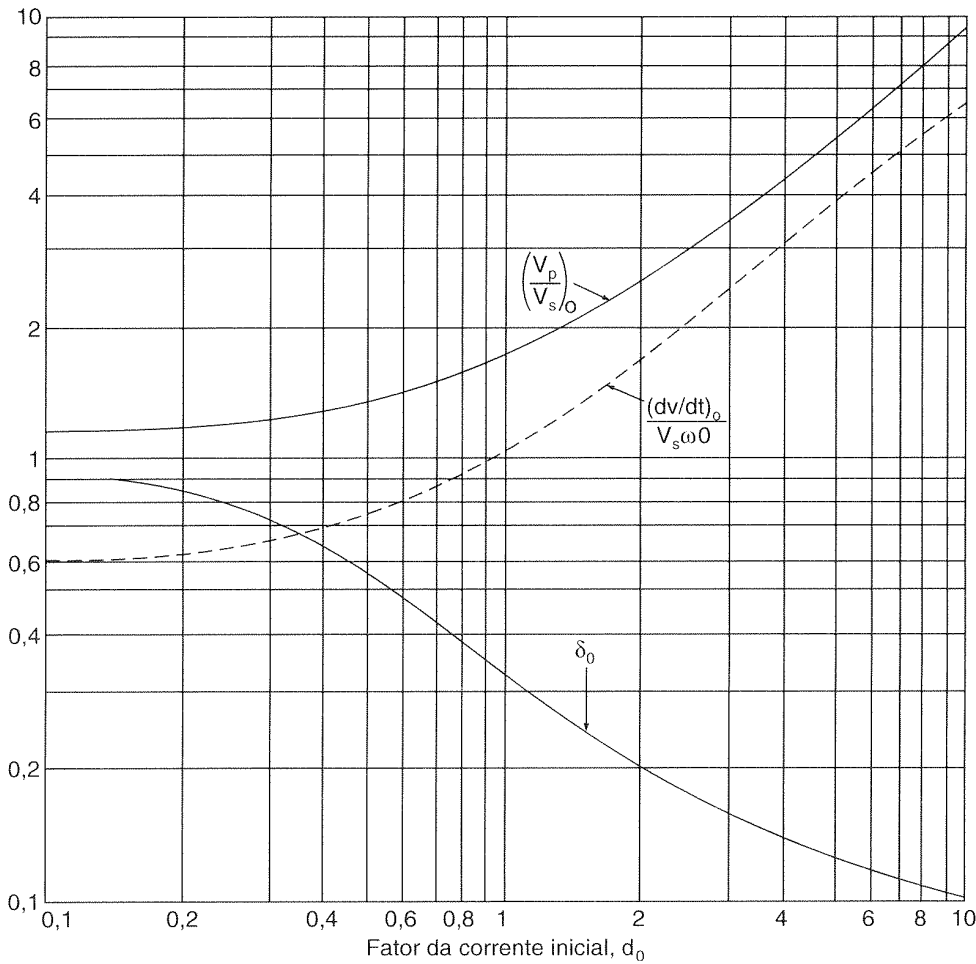



Figura 16.14

Parâmetros ótimos do *snubber* para um projeto com compromisso (reproduzido de W. McMurray, "Optimum snubbers for power semiconductors", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 1A8, n. 5, 1972, pp. 503-510, Figura 7, ©1972 by IEEE).

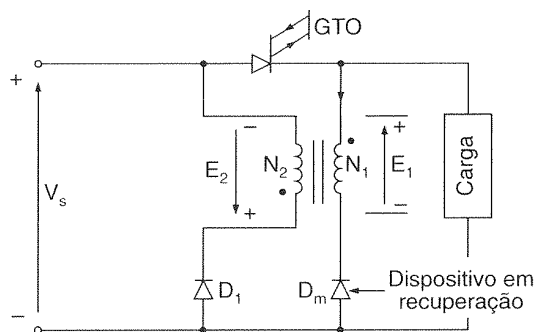



Figura 16.15

Snubber não-dissipativo.

A partir da Figura 16.14,

$$\frac{dv/dt}{V_s\,\omega_0} = 0{,}88$$

ou

$$\frac{dv}{dt} = 0{,}88V_s\omega_0 = 0{,}88 \times 220 \times 164957 = 31{,}9V/\mu s$$

(f) A partir da Eq. (16.14), a tensão reversa inicial é

$$v(t = 0) = 6{,}6 \times 20 = 132\text{ V}$$

Exemplo 16.3

Um circuito *snubber RC*, como o mostrado na Figura 16.11c, tem $C = 0{,}75\,\mu F$, $R = 6{,}6\,\Omega$ e tensão de entrada $V_s = 220$ V. A indutância do circuito é $L = 50\,\mu H$. Determinar (a) a tensão máxima direta V_p, (b) o dv/dt inicial e (c) o dv/dt máximo.

Solução: $R = 6{,}6\,\Omega$, $C = 0{,}75\,\mu F$, $L = 50\,\mu H$ e $V_s = 220$ V. Fazendo $I_R = 0$, a tensão direta sobre o dispositivo pode ser determinada a partir da Eq. (16.8),

$$v(t) = V_s - V_s\left(\cos\omega t - \frac{\alpha}{\omega}\text{ sen }\omega t\right]e^{-\alpha t} \quad (16.22)$$

A partir da Eq. (16.13), para $I_R = 0$,

$$\frac{dv}{dt} = V_s\left(2\alpha\cos\omega t + \frac{\omega^2 - \alpha^2}{\omega}\text{ sen }\omega t\right)e^{-\alpha t} \quad (16.23)$$

O dv/dt inicial pode ser encontrado tanto a partir da Eq. (16.23), fazendo-se $t = 0$, quanto a partir da Eq. (16.15), fazendo-se $I_R = 0$:

$$\left.\frac{dv}{dt}\right|_{t=0} = V_s 2\alpha = \frac{V_s R}{L} \quad (16.24)$$

A tensão direta será máxima em $t = t_1$. O tempo t_1, que pode ser obtido tanto igualando-se a Eq. (16.23) a zero, quanto igualando-se I_R a zero na Eq. (16.18), é dado por

$$\tan\omega t_1 = -\frac{2\alpha\omega}{\omega^2 - \alpha^2} \quad (16.25)$$

$$\cos\omega t_1 = -\frac{\omega^2 - \alpha^2}{\omega^2 + \alpha^2} \quad (16.26)$$

$$\text{sen }\omega t_1 = -\frac{2\alpha\omega}{\omega^2 + \alpha^2} \quad (16.27)$$

Substituindo as Eqs. (16.26) e (16.27) na Eq. (16.22), a tensão máxima é encontrada como

$$V_p = v(t = t_1) = V_s(1 + e^{-\alpha t_1}) \tag{16.28}$$

onde

$$\alpha t_1 = \frac{\delta}{\sqrt{1 - \delta^2}} \left(\pi - \tan^{-1} \frac{-2\delta\sqrt{1 - \delta^2}}{1 - 2\delta^2} \right) \tag{16.29}$$

Derivando-se a Eq. (16.23) em relação a t, e igualando-a a zero, o dv/dt será máximo em $t = t_m$ quando

$$-\frac{\alpha(3\omega^2 - \alpha^2)}{\omega} \text{ sen } \omega t_m + (\omega^2 - 3\alpha^2) \cos \omega t_m = 0$$

ou

$$\tan \omega t_m = \frac{\omega(\omega^2 - 3\alpha^2)}{\alpha(3\omega^2 - \alpha^2)} \tag{16.30}$$

Substituindo o valor de t_m na Eq. (16.23) e simplificando os termos em senos e cossenos, obtém-se o valor máximo de dv/dt,

$$\left.\frac{dv}{dt}\right|_{\text{máx}} = \sqrt{\omega^2 + \alpha^2}\, e^{-\alpha t_m} \qquad \text{para } \delta \le 0{,}5 \tag{16.31}$$

Para que ocorra um máximo, $d(dv/dt)/dt$ tem de ser positivo se $t \le t_m$; e a Eq. (16.30) dá a condição necessária como

$$\omega^2 - 3\alpha^2 \ge 0 \quad \text{ou} \quad \frac{\alpha}{\omega} \le \frac{1}{\sqrt{3}} \quad \text{ou} \quad \delta \le 0{,}5$$

A Eq. (16.31) é válida para $\delta \le 0{,}5$. Para $\delta > 0{,}5$, o dv/dt, que se torna máximo quando $t = 0$, é obtido a partir da Eq. (16.23),

$$\left.\frac{dv}{dt}\right|_{\text{máx}} = \left.\frac{dv}{dt}\right|_{t=0} = V_s 2\alpha = \frac{V_s R}{L} \qquad \text{para } \delta \le 0{,}5 \tag{16.32}$$

(a) A partir da Eq. (16.9), $\alpha = 6{,}6/(2 \times 50 \times 10^{-6}) = 66000$ e a partir da Eq. (16.10),

$$\omega_0 = \frac{10^{\circ}}{\sqrt{50 \times 0{,}75}} = 163299 \text{ rad/s}$$

A partir da Eq. (16.11), $\delta = (6{,}6/2)\sqrt{0{,}75/50} = 0{,}404$ e a partir da Eq. (16.12),

$$\omega = 163299\sqrt{1 - 0{,}404^2} = 149379 \text{ rad/s}$$

A partir da Eq. (16.29), $t_1 = 15{,}46\,\mu s$; portanto, a Eq. (16.28) dá a tensão máxima $V_p = 220(1 + 0{,}36) = 299{,}3$ V.

(b) A Eq. (16.24) dá o dv/dt inicial de $(220 \times 6{,}6/50) = 29$ V/µs.

(c) Como $\delta < 0{,}5$, a Eq. (16.31) deve ser usada para calcular o dv/dt máximo.

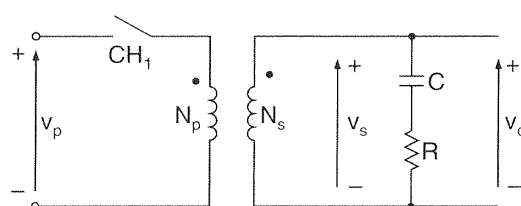
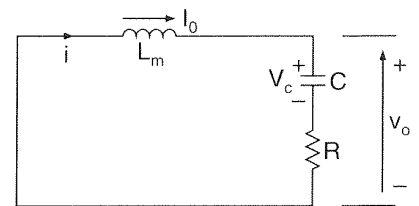
A partir da Eq. (16.30), $t_m = 2{,}16\,\mu s$ e a Eq. (16.31) dá o dv/dt máximo como 31,2 V/µs.

Nota: $V_p = 299{,}3$ V e o dv/dt máximo = 31,2 V/µs. O projeto ótimo de *snubber* no Exemplo 16.2 dá $V_p = 330$ V e o dv/dt médio = 31,9 V/µs.

16.5 TRANSIENTES NOS LADOS DA ALIMENTAÇÃO E DA CARGA

Normalmente é conectado um transformador no lado da entrada dos conversores. Sob condições de regime permanente, uma certa quantidade de energia é armazenada na indutância de magnetização do transformador L_m, e o desligamento da alimentação produz uma tensão transitória para a entrada do conversor. Pode ser conectado um capacitor no primário ou secundário do transformador para limitar a tensão transitória, como mostrado na Figura 16.16a, e na prática uma resistência também é conectada em série com o capacitor para limitar a oscilação transitória de tensão.

Figura 16.16

Transitório no desligamento.

(a) Diagrama do circuito

(b) Circuito equivalente durante o desligamento

Supor que a chave tenha sido fechada por um tempo suficientemente longo. Sob condições de regime permanente, $v_s = V_m$ sen ωt e a corrente de magnetização é dada por

$$L_m \frac{di}{dt} = V_m \text{ sen } \omega t$$

que dá

$$i(t) = -\frac{V_m}{\omega L_m} \cos \omega t$$

Se a chave for desligada em $\omega t = \theta$, a tensão do capacitor no início do chaveamento será

$$V_c = V_m \text{ sen } \theta \tag{16.33}$$

e a corrente de magnetização será

$$I_0 = -\frac{V_m}{\omega L_m} \cos \theta \tag{16.34}$$

O circuito equivalente durante a condição transitória é mostrado na Figura 16.16b e a corrente do capacitor é expressa como

$$L_m \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int i \, dt + v_c(t = 0) = 0 \tag{16.35}$$

e

$$v_0 = -L_m \frac{di}{dt} \tag{16.36}$$

com as condições iniciais $i(t = 0) = -I_0$ e $v_c(t = 0) = V_c$. A tensão transitória $v_0(t)$ pode ser determinada a partir das Eqs. (16.35) e (16.36), para as condições subamortecidas. Uma razão de amortecimento de $\delta = 0{,}5$ normalmente é satisfatória. A análise pode ser simplificada supondo-se um pequeno amortecimento tendendo a zero, isto é $\delta = 0$ (ou $R = 0$). A Eq. (7.19), que é similar à Eq. (16.35), pode ser aplicada para determinar a tensão transitória $v_o(t)$. A tensão transitória $v_o(t)$ é a mesma tensão do capacitor $v_c(t)$.

$$v_0(t) = v_c(t) = V_c \cos \omega_0 t + I_0 \sqrt{\frac{L_m}{C}} \text{ sen } \omega_0 t \tag{16.37}$$

$$= \left(V_c^2 + I_0^2 \frac{L_m}{C} \right)^{1/2} \text{sen}\,(\omega_0 t + \phi)$$

$$= V_m \left(\text{sen}^2 \theta + \frac{1}{\omega^2 L_m C} \cos^2 \theta \right)^{1/2} \text{sen}\,(\omega_0 t + \phi)$$

$$= V_m \left(1 + \frac{\omega_0^2 - \omega^2}{\omega^2} \cos^2 \theta \right)^{1/2} \operatorname{sen}(\omega_0 t + \phi) \tag{16.38}$$

onde

$$\phi = \tan^{-1} \frac{V_c}{I_0} \sqrt{\frac{C}{L_m}} \tag{16.39}$$

e

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{CL_m}} \tag{16.40}$$

Se $\omega_0 < \omega$, a tensão transitória na Eq. (16.38), que será máxima quando $\cos \theta = 0$ (ou $\theta = 90°$), será

$$V_p = V_m \tag{16.41}$$

Na prática, $\omega_0 > \omega$, e a tensão transitória, que será máxima quando $\cos \theta = 1$ (ou $\theta = 0°$), será

$$V_p = V_m \frac{\omega_0}{\omega} \tag{16.42}$$

que dá a tensão transitória máxima devido ao desligamento da alimentação. Utilizando a relação de tensão e corrente em um capacitor, a quantidade necessária de capacitância para limitar a tensão transitória pode ser determinada a partir de

$$C = \frac{I_0}{V_p \omega_0} \tag{16.43}$$

Substituindo ω_0 da Eq. (16.42) na Eq. (16.43), obtém-se

$$C = \frac{I_0 V_m}{V_p^2 \omega} \tag{16.44}$$

Agora, com o capacitor conectado no secundário do transformador, a tensão máxima instantânea do capacitor dependerá da tensão CA instantânea de entrada no

momento do chaveamento na tensão da entrada. O circuito equivalente durante o ligamento é mostrado na Figura 16.17, onde L é a indutância equivalente da alimentação mais a indutância de dispersão do transformador.

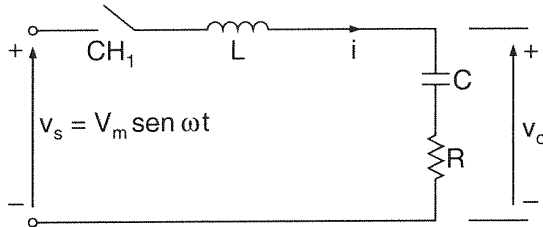



Figura 16.17

Circuito equivalente durante o ligamento da fonte de alimentação.

Sob operação normal, uma certa quantidade de energia é armazenada na indutância da alimentação e na indutância de dispersão do transformador. Quando a carga é desconectada, são produzidas tensões transitórias por causa da energia armazenada nas indutâncias. O circuito equivalente devido à desconexão da carga é mostrado na Figura 16.18.

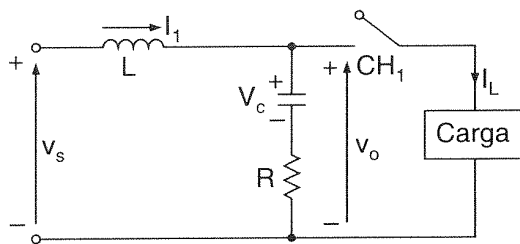



Figura 16.18

Circuito equivalente devido à desconexão da carga.

Exemplo 16.4

Um capacitor é conectado no secundário de um transformador de entrada, como mostrado na Figura 16.16a, com uma resistência de amortecimento $R = 0$. A tensão secundária é $V_s = 120$ V, 60 Hz. Se a indutância de magnetização referida ao secundário for $L_m = 2$ mH e a alimentação de entrada para o primário do transformador for desconectada a um ângulo de $\theta = 180°$ da tensão CA de entrada, determinar (a) o valor inicial da tensão no capacitor V_0, (b) a corrente de magnetização I_0 e (c) o valor do capacitor para limitar a máxima tensão transitória sobre ele a $V_p = 300$ V.

Solução: $V_s = 120$ V, $V_m = \sqrt{2} \times 120 = 169{,}7$ V, $\theta = 180°$, $f = 60$ Hz, $L_m = 2$ mH e $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s.

(a) A partir da Eq. (16.33), $V_c = 169{,}7 \text{ sen } \theta = 0$.

(b) A partir da Eq. (16.34),

$$I_0 = -\frac{V_m}{\omega L_m} \cos\theta = \frac{169{,}7}{377 \times 0{,}002} = 225 \text{ A}$$

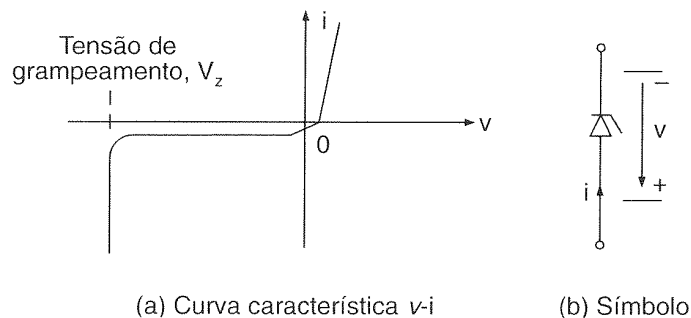
(c) $V_p = 300$ V. A partir da Eq. (16.44), a capacitância necessária é

$$C = 225 \times \frac{169{,}7}{300^2 \times 377} = 1125{,}3\,\mu\text{F}$$

16.6 PROTEÇÃO DE TENSÃO ATRAVÉS DE DIODOS DE SELÊNIO E VARISTORES DE ÓXIDO METÁLICO

Os diodos de selênio podem ser utilizados para a proteção contra sobretensões transitórias. Esses diodos têm baixa queda de tensão direta, mas tensão de ruptura reversa bem-definida. A curva característica dos diodos de selênio é mostrada na Figura 16.19a. Normalmente, o ponto de operação fica antes do "joelho" da curva característica e drena uma corrente muito pequena do circuito. Entretanto, quando aparece uma sobretensão, o ponto do joelho é cruzado e o fluxo de corrente reversa através do selênio aumenta subitamente, limitando dessa maneira a tensão transitória a um valor típico de duas vezes a tensão normal.

Figura 16.19

Curva característica e símbolo do diodo de selênio.

Um diodo (ou supressor) de selênio tem de ser capaz de dissipar a energia de surto sem a elevação indevida de temperatura. Cada célula com diodo de selênio normalmente é relacionada a uma tensão eficaz de 25 V, com uma tensão típica de grampeamento de 72 V. Para a proteção de um circuito CC, o circuito de supressão é polarizado, como mostrado na Figura 16.20a. Em circuitos CA, como na Figura 16.20b, os supressores são não-polarizados, de tal forma que eles possam limitar sobretensões em ambos os sentidos. Para circuitos trifásicos, supressores polarizados conectados em estrela, como mostrado na Figura 16.20c, podem ser utilizados.

Se um circuito CC de 240 V tiver de ser protegido com células de selênio de 25 V, então $240/25 \approx 10$ células seriam necessárias e a tensão total de grampeamento seria $10 \times 72 = 720$ V. Para proteger um circuito monofásico CA de 208 V, 60 Hz, com células de selênio de 25 V, $208/25 \approx 9$ células seriam necessárias em cada sentido e um total de $2 \times 9 = 18$ células seriam necessárias para uma supressão não-polarizada. Devido à baixa capacitância interna, os diodos de selênio não limitam o dv/dt com a

mesma intensidade que os circuitos *snubber RC*. Entretanto, eles limitam as tensões transitórias a amplitudes bem-definidas. Na proteção de um dispositivo, a confiabilidade dos circuitos *RC* é melhor que a dos diodos de selênio.

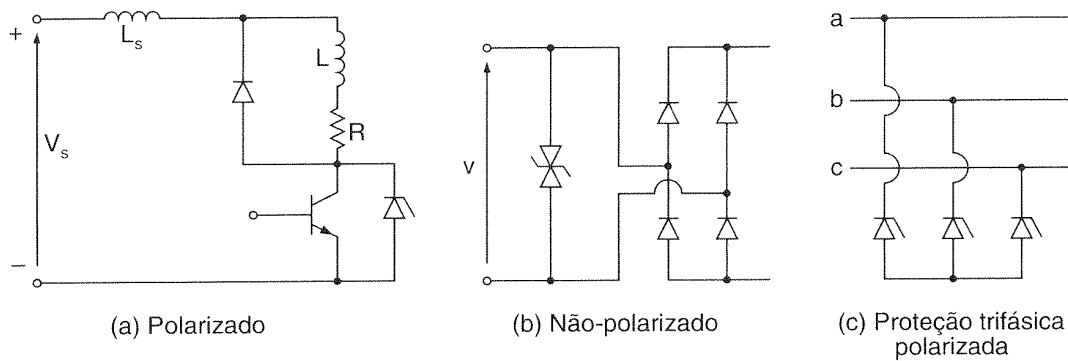



Figura 16.20

Diodos de supressão de tensão.

Os varistores são dispositivos de impedância variável não-lineares, consistindo de partículas de óxido metálico, separadas por um filme ou isolação de óxido. À medida que a tensão aplicada aumenta, o filme se torna condutivo e o fluxo de corrente aumenta. A corrente é expressa como

$$I = KV^{\alpha} \tag{16.45}$$

onde K é uma constante e V é a tensão aplicada. O valor de α varia entre 30 e 40.

16.7 PROTEÇÕES RELACIONADAS COM A CORRENTE

Os conversores de potência podem desenvolver curto-circuitos ou faltas e as correntes resultantes dessas faltas têm de ser rapidamente eliminadas. Fusíveis de ação rápida normalmente são utilizados para proteger os dispositivos semicondutores. Quando a corrente de falta aumenta, o fusível abre e elimina a corrente de falta em poucos milissegundos.

16.7.1 Fusíveis

Os dispositivos semicondutores podem ser protegidos escolhendo-se cuidadosamente as posições dos fusíveis, como mostrado na Figura 16.21. Entretanto, os fabricantes de fusíveis recomendam a colocação dos fusíveis em série com cada dispositivo, como mostrado na Figura 16.22. A proteção individual permite uma melhor coordenação entre um dispositivo e seu fusível, bem como uma utilização superior das capacidades do dispositivo, e protege contra faltas no ramo (por exemplo, entre T_1 e T_4 na Figura 16.22a). Vários tamanhos de fusíveis semicondutores são mostrados na Figura 16.23.

Figura 16.21

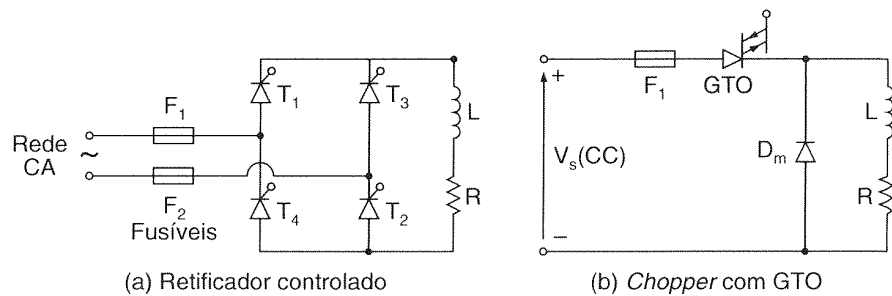
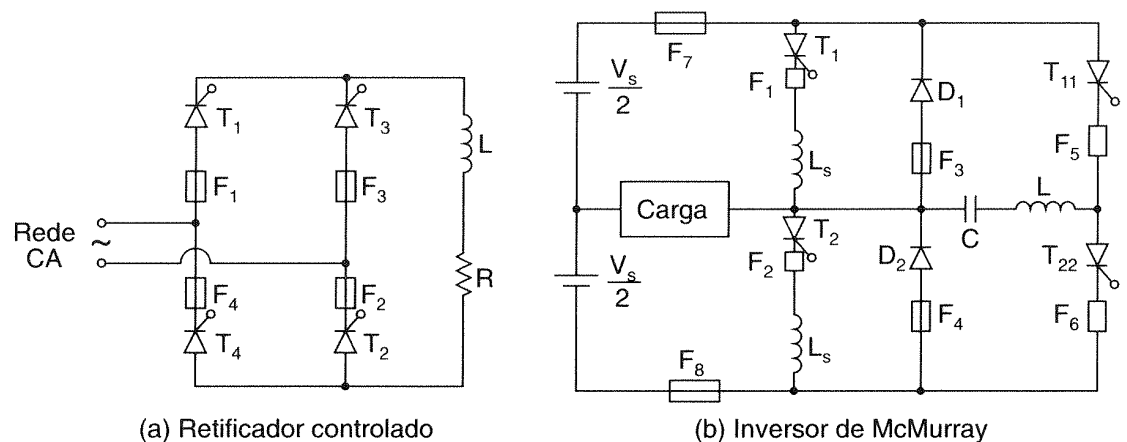
Proteção de dispositivos de potência.

Quando a corrente de falta cresce, a temperatura do fusível também cresce até em $t = t_m$, tempo no qual o elemento fusível derrete e são desenvolvidos arcos elétricos no fusível. Devido ao arco, a impedância do fusível aumenta, reduzindo dessa forma a corrente. Entretanto, uma tensão de arco é formada sobre o fusível. O calor gerado vaporiza o elemento fusível, resultando em aumento na amplitude do arco e maior redução na corrente. O efeito acumulativo é a extinção do arco em um tempo muito curto. Quando termina o arco, em um tempo t_a, a falta está eliminada. Quanto mais rápido o fusível eliminar a falta, maior será a tensão do arco.

Figura 16.22

Proteção individual dos dispositivos.

O tempo de eliminação da falta, t_c, consiste da soma do tempo de fusão t_m e do tempo de formação do arco t_a; t_m é dependente da corrente de carga, enquanto t_a é dependente do fator de potência ou dos parâmetros do circuito em falta. A falta normalmente é eliminada antes que a corrente de falta atinja seu primeiro pico, e esta corrente de falta, que poderia ser muito elevada se não houvesse fusível, é chamada de *corrente de falta prospectiva*. Isso é mostrado na Figura 16.24.

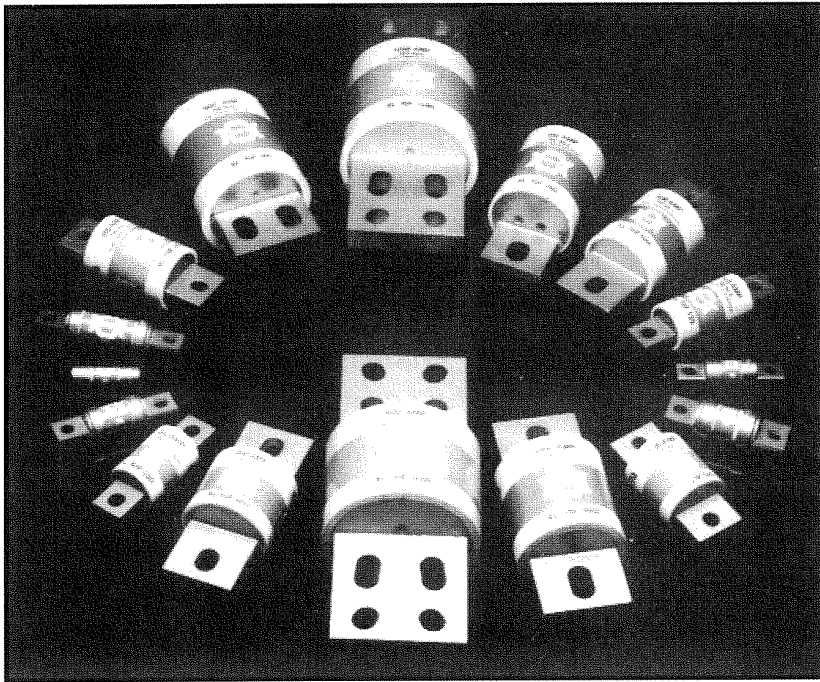



Figura 16.23

Fusíveis semicondutores (reprodução autorizada pela Brush Electrical Machines Ltd., Inglaterra).

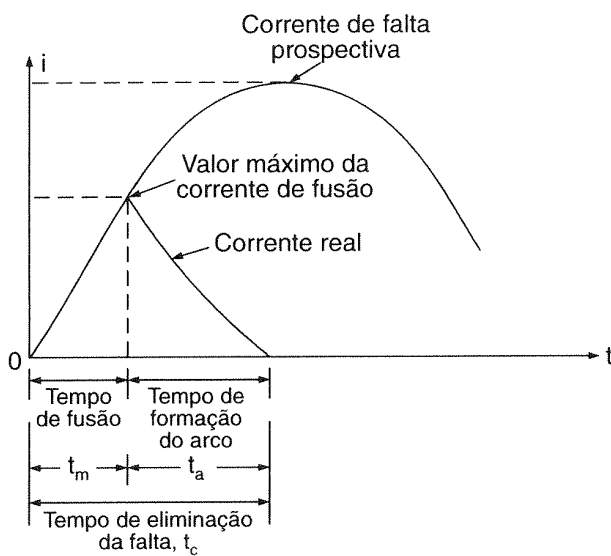



Figura 16.24

Corrente no fusível.

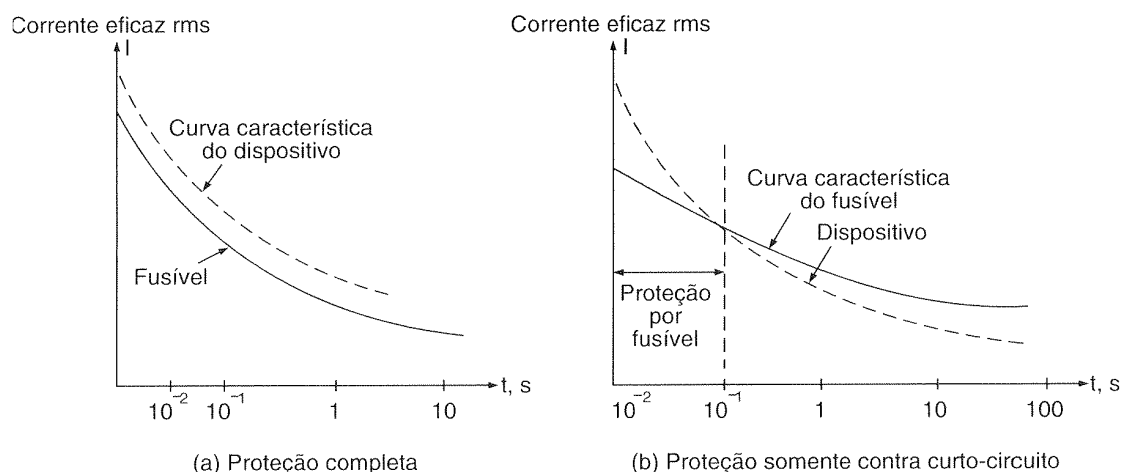
As curvas da corrente em função do tempo dos dispositivos e fusíveis podem ser usadas para a coordenação de um fusível para um dispositivo. A Figura 16.25a mostra as curvas características corrente × tempo de um dispositivo e seu fusível, onde o dispositivo será protegido por toda a faixa de sobrecargas. Esse tipo de proteção normalmente é utilizado para conversores de baixa potência. A Figura 16.25b mostra o sistema mais comumente utilizado, no qual o fusível é usado para proteção contra curto-circuitos no início da falta; e a proteção normal de sobrecarga é feita por disjuntores ou outros sistemas de limitação da corrente.

Se R for a resistência do circuito em falta e i sua corrente instantânea de falta, entre o momento em que ocorre a falta e o momento da extinção do arco, a energia fornecida ao circuito pode ser expressa como

$$W_e = \int Ri^2 \, dt \tag{16.46}$$

Se a resistência R permanecer constante, o valor de i^2t será proporcional à energia fornecida ao circuito. O valor de i^2t é denominado *let-through energy* (que pode ser entendido como *energia de ruptura*) e é responsável pela fusão ou queima do elemento fusível. Os fabricantes de fusíveis especificam as características i^2t dos fusíveis, e a Figura 16.26 mostra as características típicas dos fusíveis IR, do tipo TT350.

Figura 16.25

Curvas características da corrente em função do tempo dos dispositivos e fusíveis.

Na seleção de fusíveis é necessário estimar a corrente de falta e então satisfazer aos seguintes requisitos:

1. o fusível tem de conduzir continuamente a corrente nominal do dispositivo;
2. o valor de i^2t do fusível antes que a corrente de falta seja eliminada tem de ser menor que i^2t nominal do dispositivo a ser protegido;
3. o fusível tem de ser capaz de suportar a tensão, após a extinção do arco;
4. a tensão máxima do arco tem de ser menor que a especificação de tensão máxima do dispositivo.

Em algumas aplicações pode ser necessário adicionar uma indutância em série para limitar o di/dt da corrente de falta e evitar o esforço de di/dt excessivo no dispositivo e no fusível. Entretanto, essa indutância pode afetar a performance normal do conversor.

INTERNATIONAL RECTIFIER

T350 SERIES

290V/175-450A r.m.s. Semiconductor Fuses

Figura 16.26

Folha de dados do fusível *IR* do tipo T350 (cortesia da International Rectifier).

Suitable for protecting High Power Semiconductor Devices

Conforms to BS88: Part 4: 1976 and IEC 269-4.
ASTA certificate of short circuit ratings and verification of I^2t cut-off and arc voltage characteristics are available.

IMPORTANT:

Note 1: Thyristors/diodes are rated in average current while fuses are rated in r.m.s. current. During steady state operation the fuse must not be operated in excess of its maximum r.m.s. rating.

Note 2: The maximum cap temperature and cap temperature rise above ambient of a fuse are critical design parameters. Caution should be taken during installation to ensure that the specified ratings are not exceeded. Some form of heatsink may be necessary.

The T350 Series of semiconductor fuses are available with I700 indicator fuses already fitted, for dimensional details refer to page E-12. For electrical, thermal and mechanical specifications on I700 refer to page E-5.
To complete part number add prefix "I" e.g. IT350-450.

ELECTRICAL SPECIFICATIONS

Maximum r.m.s. voltage rating: 290V
Maximum tested peak voltage: 450V
Maximum d.c. voltage rating (L/R≤15ms) 160V
Maximum arcing voltage for AC Supply Voltage = 240V 490V
For variation in arcing voltage with AC Supply Voltage

$V_A = 100 + 1.63\ V_S$

where V_A = Peak arc voltage, V_S = AC Supply Voltage
Fusing Factor: 1.25
Force cooling Current uprating factor at 5 m/s 1.2

THERMAL AND MECHANICAL SPECIFICATIONS

Maximum cap temperature: 100°C
Maximum cap temperature rise above ambient 75°C
Weight: 170g (5.95 oz.)

Part number	RMS CURRENT (1) T_{amb} = 25°C	RMS CURRENT (1) T_{amb} = 25°C	MAX. POWER LOSS	PRE-ARCING (2) I^2t	TOTAL I^2T (2) at 120 V_{RMS}	TOTAL I^2T (2) at 240 V_{RMS}	NOTES
	A	A	W	A^2s	A^2s	A^2s	
T350-150	175	155	17	1600	7000	16000	1) Maximum current carrying ability, natural convection cooling using test arrangement as BS88: Part 4: 1976 conductors 1.0 to 1.6 A/mm² attachment.
T350-200	210	190	28	2100	10000	20000	
T350-250	250	230	28	4800	20000	40000	
T350-300	315	290	35	9000	34000	70000	
T350-350	355	320	35	13000	50000	100000	
T350-400	400	350	40	20000	75000	160000	2) Typical values of I^2t at 20 times rated RMS current.
T350-450	450	400	42	30000	110000	220000	

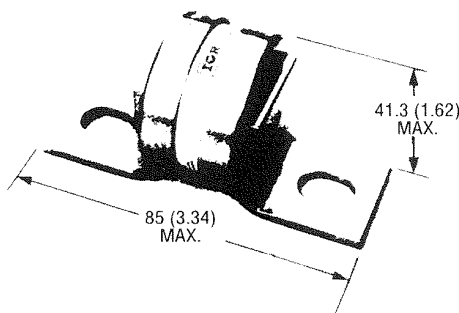
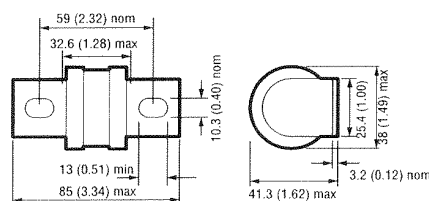



Figura 16.26

Folha de dados do fusível *IR* do tipo T350 (cortesia da International Rectifier). (*continuação*)

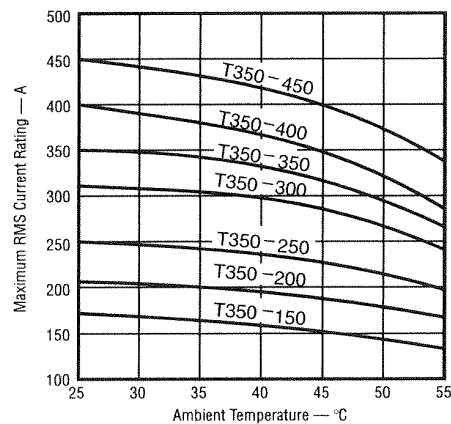



Fig. 1 - Current Rating Characteristic

Fig. 2 - Time Current Characteristic

Fig. 3 - I^2t Let Through Characteristic (60V~)

Fig. 4 - I^2t Let Through Characteristic (120V~)

Fig. 5 - I^2t Let Through Characteristic (240V~)

Fig. 6 - Cut-Off Characteristics (240V~)

INTERNATIONAL RECTIFIER

Figura 16.26

Folha de dados do fusível *IR* do tipo T350 (cortesia da International Rectifier). (*continuação*)

TT350 SERIES

290V/400-900A r.m.s. Semiconductor Fuses

Suitable for protecting High Power Semiconductor Devices

Conforms to BS88: Part 4: 1976 and IEC 269-4.

IMPORTANT:

Note 1: Thyristors/diodes are calibrated in average current ratings while fuses are calibrated in r.m.s. current ratings. During steady state operation the fuse must not be operated in excess of its maximum r.m.s. rating.

Note 2: The maximum cap temperature and cap temperature rise above ambient of a fuse are critical design parameters. Caution should be taken during installation to ensure that the specified ratings are not exceeded.

The TT350 Series of semiconductor fuses are available with I700 indicator fuses already fitted, for dimensional details refer to page E-67. For electrical, thermal and mechanical specifications refer to page E-66.
To complete part number add prefix "I" e.g. ITT350-900.

ELECTRICAL SPECIFICATIONS

Maximum r.m.s. voltage rating: 290V
Maximum tested peak voltage: 450V
Maximum d.c. voltage rating (L/R≤15ms) 160V
Maximum arcing voltage for AC Supplly Voltage = 240V 490V
For variation in arcing voltage with AC Supply Voltage
$V_A = 100 + 1.63\ V_S$
where V_A = Peak arc voltage, V_S = AC Supply Voltage
Fusing Factor: 1.25
Force cooling Current uprating factor at 5 m/s 1.2

THERMAL AND MECHANICAL SPECIFICATIONS

Maximum cap temperature: 100°C
Maximum cap temperature rise above ambient 75°C
Maximum gravitational withstand capability: 1500g (52.5 oz.)
(for device mounted radially to rotation.)

Part number	RMS CURRENT (1) T_{amb} = 25°C	RMS CURRENT (1) T_{amb} = 25°C	MAX. POWER LOSS	PRE-ARCING (2) I^2t	TOTAL I^2T (2) at 120 V_{RMS}	TOTAL I^2T (L) at 240 V_{RMS}	NOTES
	A	A	W	kA²s	kA²s	kA²s	
TT350-400	400	350	60	8	35	80	1) Maximum current carrying ability, natural convection cooling using test arrangement as BS88: Part 4: 1976.
TT350-500	500	430	64	19	80	170	2) Typical values of I^2t at 20 times rated RMS current.
TT350-600	630	540	75	35	150	300	
TT350-700	710	580	77	50	200	420	
TT350-800	800	660	82	70	300	650	
TT350-900	900	740	97	100	400	850	

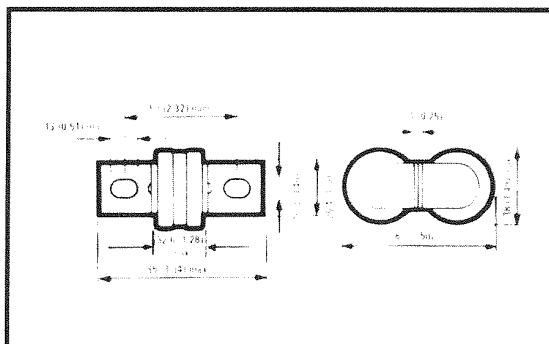
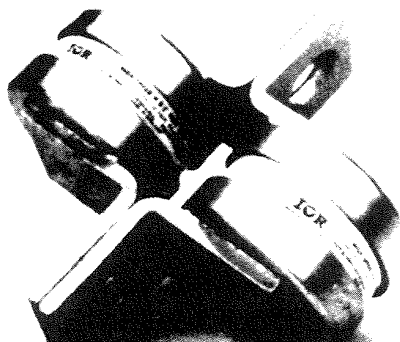



Figura 16.26

Folha de dados do fusível *IR* do tipo T350 (cortesia da International Rectifier). (*continuação*)

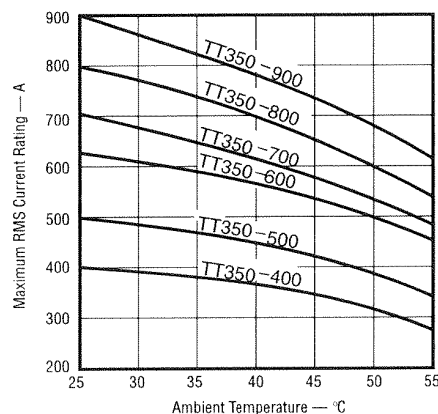



Fig. 1 - Current Rating Characteristic

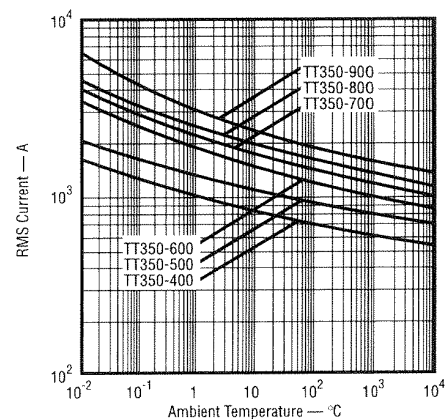



Fig. 2 - Time Current Characteristic

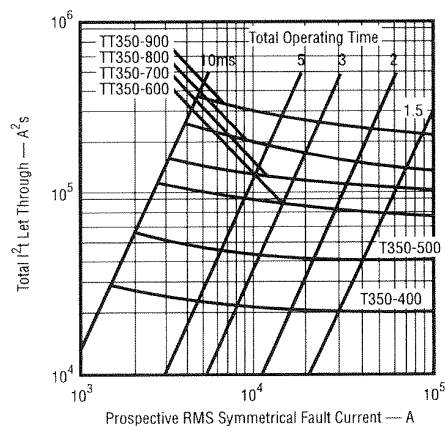



Fig. 3 - I^2t Let Through Characteristic (60V~)

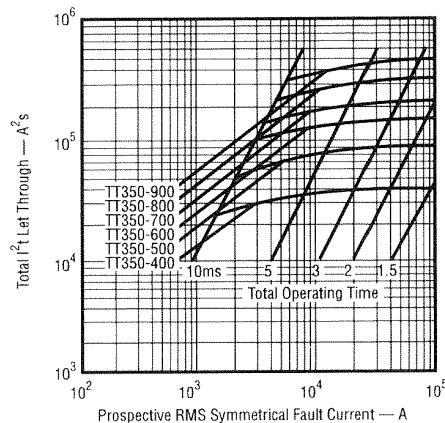



Fig. 4 - I^2t Let Through Characteristic (120V~)

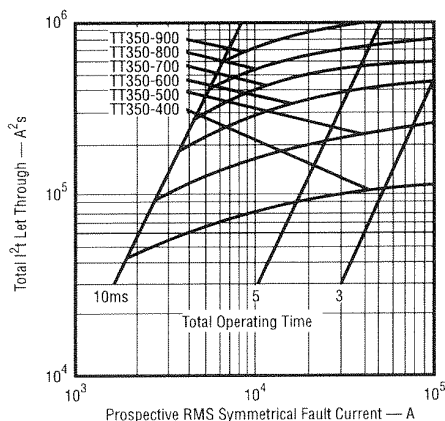



Fig. 5 - I^2t Let Through Characteristic (240V~)

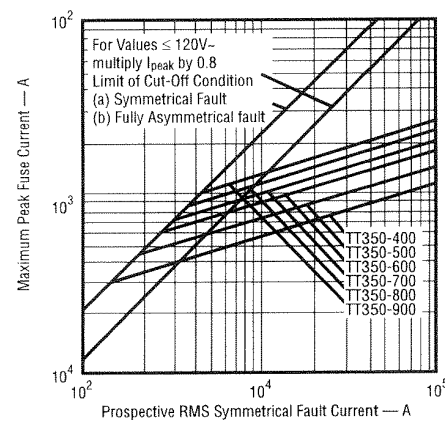



Fig. 6 - Cut-Off Characteristics (240V~)

Os tiristores têm uma capacidade de sobrecorrente maior que a dos transistores. Como resultado, é mais difícil proteger transistores que tiristores. Os transistores bipolares são dispositivos dependentes de ganho e controlados por corrente. A corrente máxima do coletor é dependente de sua corrente de base. À medida que a corrente de falta cresce, o transistor pode sair da saturação e a tensão coletor-emissor crescer com a corrente de falta, particularmente se a corrente de base não for variada para acompanhar o aumento da corrente de coletor. Esse efeito secundário pode causar maior perda de potência dentro do dispositivo devido ao aumento da tensão coletor-emissor, danifican-

do o transistor; mesmo se a corrente de falta não for suficiente para fundir o elemento fusível e eliminar a corrente de falta. Assim, os fusíveis de ação rápida podem não ser apropriados para a proteção de transistores bipolares sob condições de falta.

Os transistores podem ser protegidos por um circuito *crowbar*[1], como mostrado na Figura 16.27. Um *crowbar* é utilizado para a proteção de circuitos ou equipamentos sob condições de falta, onde a quantidade de energia envolvida é muito elevada e os circuitos normais de proteção não podem ser utilizados. Um *crowbar* consiste de um tiristor com um circuito de disparo sensível à tensão ou corrente. Um tiristor *crowbar* é colocado no circuito do conversor a ser protegido. Se as condições de falta forem sentidas e o tiristor *crowbar* T_c for disparado, um curto-circuito virtual será criado e o fusível de interligação F_1 fundirá, aliviando, dessa forma, o conversor da sobrecorrente.

Os MOSFETs são dispositivos controlados por tensão; e à medida que a corrente de falta cresce, a tensão da porta necessita ser variada. A corrente máxima é tipicamente de três vezes a especificação da contínua. Se a corrente máxima não for excedida e o fusível eliminar a falta de forma suficientemente rápida, um fusível de ação rápida pode proteger um MOSFET. Entretanto, uma proteção *crowbar* também é recomendada. As curvas características de proteção de IGBTs com fusíveis são similares às dos BJTs.

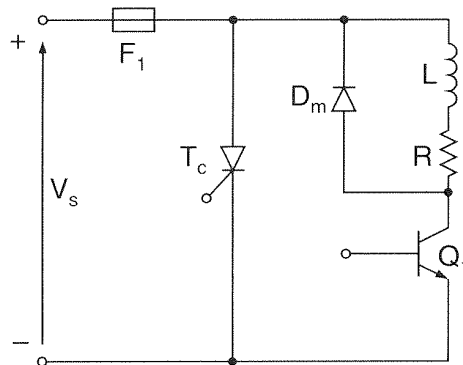



Figura 16.27

Proteção através de circuito *crowbar*.

16.7.2 Corrente de Falta em Fontes CA

Um circuito CA é mostrado na Figura 16.28, em que a tensão de entrada é $v = V_m$ sen ωt. Vamos considerar que a chave seja fechada em $t = 0$. Redefinindo a origem de tempo $t = 0$, no instante do fechamento da chave, a tensão de entrada é descrita por $v_s = V_m$ sen $(\omega t + \theta)$ para $t \geq 0$. A Eq. (6.13) dá a corrente como

$$i = \frac{V_m}{|Z_x|} \operatorname{sen}(\omega t + \theta - \phi_x) - \frac{V_m}{|Z_x|} \operatorname{sen}(\theta - \phi_x)\, e^{-Rt/L} \tag{16.47}$$

1 N. T.: O termo *crowbar* é utilizado na nossa literatura técnica em inglês.

onde $|Z_x| = \sqrt{R_m^2 + (\omega L_x)}$, $\phi_s = \tan^{-1}(\omega L_x/R_s)$, $R_s = R + R_m$ e $L_x = L + L_m$. A Figura 16.28 descreve a corrente inicial da falta. Se houver uma falta sobre a carga, como mostrado na Figura 16.29, a Eq. (16.47), que pode ser aplicada com uma corrente inicial de I_0 no começo da falta, dá a corrente de falta como

$$i = \frac{V_m}{|Z_x|} \operatorname{sen}(\omega t + \theta - \phi) + \left(I_0 - \frac{V_m}{|Z|} \right) \operatorname{sen}(\theta - \phi)\, e^{-Rt/L} \tag{16.48}$$

onde $|Z| = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$ e $\phi = \tan^{-1}(\omega L/R)$. A corrente de falta dependerá da corrente inicial I_0, do ângulo do fator de potência do caminho do curto-circuito e do ângulo em que ocorrer a falta θ. A Figura 16.30 mostra as formas de onda da corrente e da tensão durante as condições da falta em um circuito CA. Para um caminho da falta altamente indutivo, $\phi = 90°$ e $e^{-Rt/L} = 1$ e a Eq. (16.48) torna-se

$$i = -I_0 \cos\theta + \frac{V_m}{|Z|} [\cos\theta - \cos(\omega t + \theta)] \tag{16.49}$$

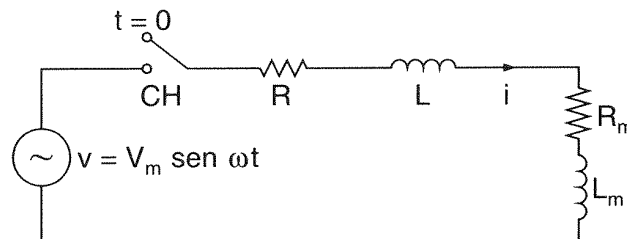



Figura 16.28 Circuito RL.

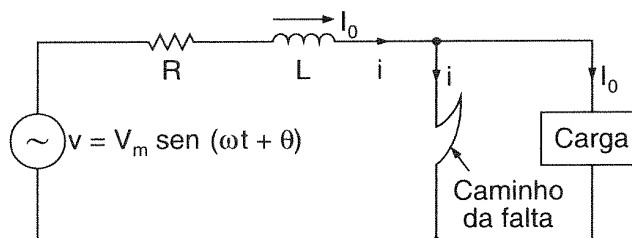



Figura 16.29 Falta em um circuito CA.

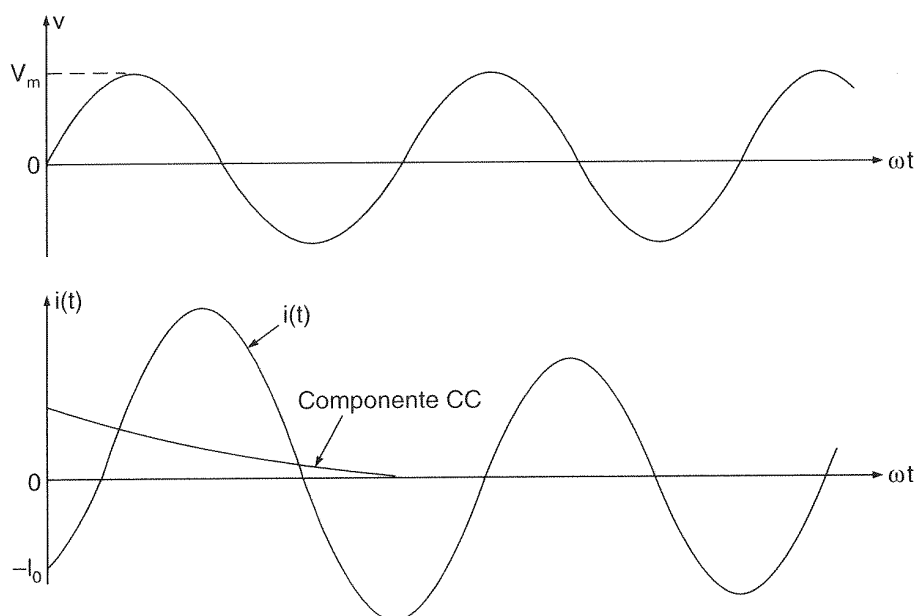



Figura 16.30

Formas da onda de tensão e corrente transitórias.

Se a falta ocorrer em $\theta = 0$, ou seja, no cruzamento com o zero da tensão CA de entrada, $\omega t = 2n\pi$. A Eq. (16.49) torna-se

$$i = -I_0 + \frac{V_m}{Z}(1 - \cos \omega t) \tag{16.50}$$

e a Eq. (16.50) dá a corrente máxima da falta, $-I_0 + 2V_m/Z$, que ocorre em $\omega t = \pi$. Mas na prática, devido ao amortecimento, a corrente máxima será menor que esse valor.

16.7.3 Corrente de Falta em Fontes CC

A corrente de um circuito CC como o da Figura 16.31 é dada por

$$i = \frac{V_s}{R_s}(1 - e^{-R_x t/L_x}) \tag{16.51}$$

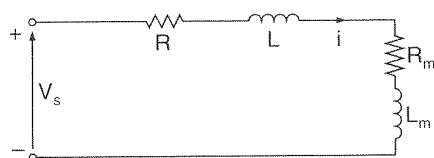



Figura 16.31

Circuito CC.

Com uma corrente inicial de I_0 no início da corrente de falta, como mostrado na Figura 16.32, a corrente de falta pode ser expressa como

$$i = I_0 e^{-Rt/L} + \frac{V_s}{R}(1 - e^{-Rt/L}) \tag{16.52}$$

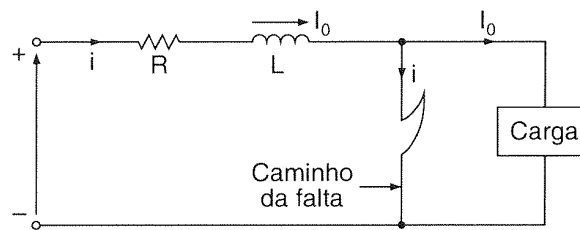



Figura 16.32 Falta em um circuito CC.

A corrente de falta e o tempo de eliminação desta com um fusível serão dependentes da constante de tempo do circuito em falta. Se a corrente prospectiva for baixa, o fusível poderá não eliminar a falta e uma corrente de falta de crescimento lento poderá produzir arcos continuamente sem, entretanto, interromper a corrente de falta. Os fabricantes de fusíveis especificam as curvas características de corrente × tempo para circuitos CA, mas não há curvas equivalentes para os circuitos CC. Como as correntes de falta CC não têm zeros periódicos naturais, a extinção do arco é mais difícil. Para circuitos que operam a partir de fontes CC, a especificação de tensão do fusível deve ser tipicamente de 1,5 vez a tensão CA eficaz equivalente. A proteção com fusíveis dos circuitos CC requer um projeto mais cuidadoso que a dos circuitos CA.

Exemplo 16.5

Um fusível é conectado em série com cada tiristor *IR* do tipo S30EF no conversor monofásico controlado, como mostrado na Figura 5.3a. A tensão de entrada é de 208 V, 60 Hz e a corrente média de cada tiristor é I_a = 400 A. As especificações dos tiristores são $I_{T(AV)}$ = 540 A, $I_{T(RMS)}$ = 850 A, I^2t = 300 kA^2s em 8,33 ms, $i^2\sqrt{t}$ = 4650 $kA^2\sqrt{s}$ e I_{TSM} = 10 kA com V_{RRM} reaplicado = 0, que será o caso se o fusível abrir dentro de um semiciclo. Se a resistência do circuito com a falta for desprezível e a indutância for L = 0,07 mH, selecionar um fusível com especificação adequada a partir da Figura 16.26.

Solução: V_s = 240 V, f_s = 60 Hz. Vamos experimentar um fusível *IR* do tipo TT350-600. A corrente de curto-circuito que também é conhecida como a corrente prospectiva eficaz de falta simétrica é

$$I_{sc} = \frac{V_s}{Z} = 240 \times \frac{1000}{2\pi \times 60 \times 0{,}07} = 9094 \text{ A}$$

Para um fusível de 540 A do tipo TT350-600 e I_{sc} = 9094 A, a corrente máxima do fusível é 8500 A, que é menor que a corrente máxima do tiristor de I_{TSM} = 10 kA. O i^2t do fusível é 280 kA^2s e o tempo total de eliminação da falta é t_c = 8 ms. Como t_c é menor que 8,33 ms, a especificação de i^2t do tiristor tem de ser utilizada. Se o $i^2\sqrt{t}$ do tiristor for igual a 4650 × 10^3 $kA^2\sqrt{s}$, então em t_c = 8 ms, o i^2t do tiristor = 4650 × 10^3 $\sqrt{0{,}008}$ = 416 kA^2s, que é 48,6% maior que a especificação i^2t do fusível. As especificações de i^2t e de corrente máxima de surto do tirisitor são maiores que as do fusível. Assim, o tiristor deve ser protegido pelo fusível.

Nota: Como regra prática geral, um fusível de ação rápida com uma especificação de corrente eficaz igual ou menor à especificação de corrente média do tiristor ou diodo normalmente fornece proteção adequada sob condições de falta.

Exemplo 16.6

O circuito CA mostrado na Figura 16.33a tem $R = 1{,}5\ \Omega$ e $L = 1{,}5$ mH. Os parâmetros da carga são $R_m = 5\ \Omega$ e $L_m = 15$ mH. A tensão de entrada é 208 V (*rms*) e 60 Hz. O circuito já atingiu a condição de regime permanente. Uma falta na carga ocorre em $\omega t + \theta = 2\pi$; ou seja, $\theta = 0$. Utilizar o PSpice para plotar a corrente instantânea de falta.

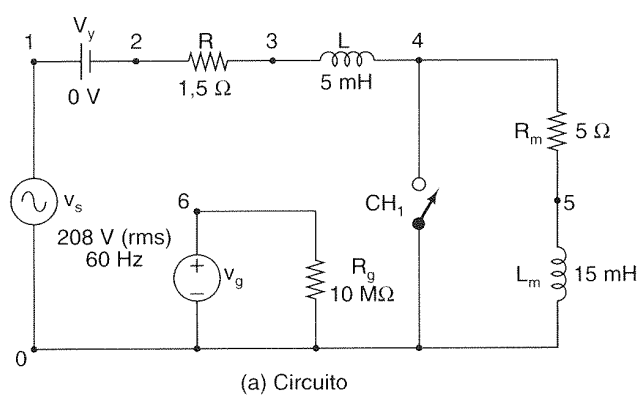
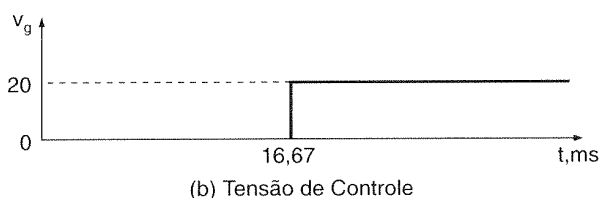



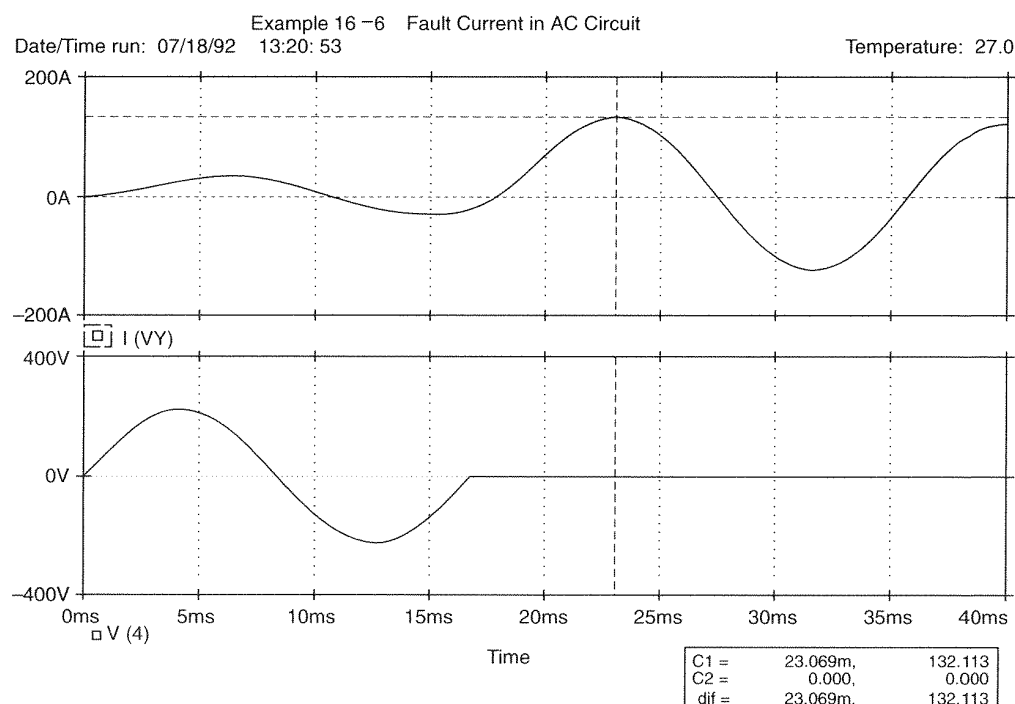
Figura 16.33

Simulação em Pspice para falta em um circuito CA.

Solução: $V_m = \sqrt{2} \times 208 = 294{,}16\,\text{V}$, $f = 60\,\text{Hz}$. A falta é simulada por uma chave controlada por tensão cuja tensão de controle é mostrada na Figura 16.33b. A listagem do arquivo do circuito é mostrada a seguir:

```
Example 16-6   Fault Current in AC Circuit
VS      1   0   SIN  (0    294.16V    60HZ)
VY      1   2   DC    0V              ; Voltage source to measure input current
Vg      6   0   PWL  (16666.67US  OV  16666.68US  20V  20V)
Rg      6   0   10MEG                 ; A very high resistance for control voltage
R       2   3   1,5
L       3   4   5MH
RM      4   5   5
LM      5   0   15MH
S1      4   0   6   0   SMOD                      ; Voltage-controlled switch
.MODEL    SMOD  VSWITCH  (RON=0.01  ROFF=10E+5  VON=0.2V  VOFF=OV)
.TRAN     10US  40MS   0   50US                   ; Transient analysis
.PROBE                                            ; Graphics postprocessor
.options abstol = 1. 00n reltol = 0. 01 vntol = 0. 1 1TL5=50000  ; convergence
.END
```

A plotagem no PSpice é mostrada na Figura 16.34, onde I(VY) = corrente de falta. Utilizando o cursor do PSpice na Figura 16.34, obtém-se a corrente inicial $I_o = -22{,}28$ A e a corrente de falta prospectiva $I_p = 132{,}132$ A.

Figura 16.34

Plotagem PSpice para o Exemplo 16.6.

RESUMO

Os conversores de energia têm de ser protegidos contra sobrecorrentes e sobretensões. A temperatura da junção dos dispositivos semicondutores de potência tem de ser mantida constante dentro dos seus valores máximos permissíveis. O calor produzido pelo dispositivo pode ser transferido para dissipadores de calor resfriados por ar ou líquidos. Trocadores de calor também podem ser utilizados. As correntes de recuperação reversa e a desconexão da carga (e alimentação da rede) causam transientes de tensão devido à energia armazenada nas indutâncias da linha.

Os transientes de tensão normalmente são suprimidos pelo mesmo circuito *snubber RC*, que é usado para proteção *dv/dt*. O projeto do *snubber* é muito importante para limitar os transientes de *dv/dt* e de tensão de pico dentro das especificações máximas. Os diodos e varistores de selênio podem ser utilizados para a supressão dos transientes de tensão.

Um fusível de ação rápida normalmente é conectado em série com cada dispositivo para proteção de sobrecorrente sob condições de falta. Entretanto, os fusíveis podem não ser adequados para a proteção de transistores e outras formas de proteção (por exemplo, *crowbar*) podem ser necessárias.

REFERÊNCIAS

A. F. HOWE, P. G. NEWBERY e N. P. NURSE. "Dc fusing in semiconductor circuits". *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA22, n. 3, 1986, pp. 483-9.

A. WRIGHT e P. G. NEWBERY. *Electric Fuses*. Londres: Peter Peregrinus Ltd., 1984.

C. G. STEYN e J. D. V. WYK. "Study and application of non-linear turn-off snubber for power electronics switches". *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA22, n. 3, 1986, pp. 471-7.

International Rectifiers, *Semiconductor Fuse Applications Handbook* (n. HB59). El Segundo, Calif.: International Rectifiers, 1972.

J. B. RICE. "Design of snubber circuits for thyristor converters". *IEEE Industry General Applications Conference Record*, 1969, pp. 485-9.

T. UNDELAND. "A snubber configuration for both power transistors and GTO PWM inverter". *IEEE Power Electronics Specialist Conference*, 1984, pp. 42-53.

W. McMURRAY. "Optimum snubbers for power semiconductors". *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA8, n. 5, 1972, pp. 503-10.

______________. "Selection of snubber and clamps to optimize the design of transistor switching converters". *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA16, n. 4, 1980, pp. 513-23.

QUESTÕES DE REVISÃO

16.1 O que é um dissipador de calor?

16.2 Qual é o análogo elétrico da transferência de calor de um dispositivo semicondutor de potência?

16.3 Quais são as precauções a serem tomadas na montagem de um dispositivo em um dissipador de calor?

16.4 O que é um trocador de calor?

16.5 Quais são as vantagens e desvantagens dos trocadores de calor?

16.6 Quais são as vantagens e desvantagens do resfriamento com água?

16.7 Quais são as vantagens e desvantagens do resfriamento com óleo?

16.8 Por que é necessário determinar a temperatura instantânea da junção de um dispositivo?

16.9 O que é um *snubber* polarizado?

16.10 O que é um *snubber* não-polarizado?

16.11 Qual é a causa da tensão transitória de recuperação reversa?

16.12 Qual é o valor típico do fator de amortecimento de um *snubber RC*?

16.13 Quais são as considerações para o cálculo dos componentes de um *snubber RC* ótimo?

16.14 Qual é a causa das tensões transitórias no lado da carga?

16.15 Qual é a causa das tensões transitórias no lado da alimentação?

16.16 Quais são as características dos diodos de selênio?

16.17 Quais são as vantagens e desvantagens dos supressores de tensão de selênio?

16.18 Quais são as características dos varistores?

16.19 Quais são as vantagens e desvantagens dos varistores na supressão de tensão?

16.20 O que é o tempo de fusão de um fusível?

16.21 O que é o tempo de extinção do arco de um fusível?

16.22 O que é o tempo de eliminação da falta de um fusível?

16.23 O que é a corrente de falta prospectiva?

16.24 Quais são as considerações na seleção de um fusível para um dispositivo semicondutor?

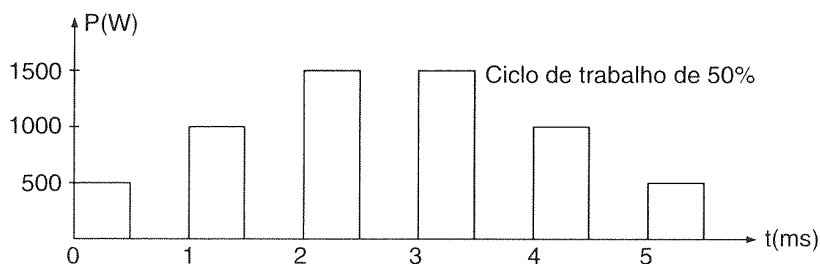
16.25 O que é um *crowbar*?

16.26 Quais são os problemas da proteção de transistores bipolares com fusíveis?

16.27 Quais são os problemas da utilização de fusíveis em circuitos CC?

PROBLEMAS

16.1 A perda de potência em um dispositivo é mostrada na Figura P16.1. Plotar o crescimento instantâneo da temperatura da junção acima da temperatura do encapsulamento. Para $t_1 = t_3 = t_5 = t_7 = 0{,}5$ ms, $Z_1 = Z_3 = Z_5 = Z_7 = 0{,}025$°C/W.

Figura P16.1

16.2 A perda de potência em um dispositivo é mostrada na Figura P16.2. Plotar o crescimento da temperatura instantânea da junção acima da temperatura do encapsulamento. Para $t_1 = t_2 = \ldots = t_9 = t_{10} = 1$ ms, $Z_1 = Z_2 = \ldots = Z_9 = Z10 = 0{,}035$°C/W. (*Dica:* aproximar para cinco pulsos retangulares de igual duração.)

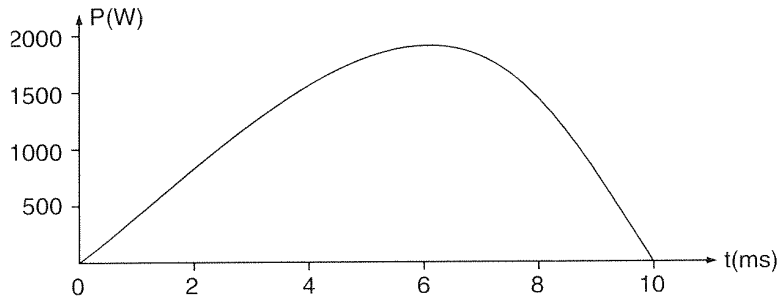



Figura P16.2

16.3 A forma de onda de corrente em um tiristor *IR* do tipo S30EF é mostrada na Figura 4.19. Plotar **(a)** a perda de potência em função do tempo e **(b)** o crescimento instantâneo da temperatura da junção acima da temperatura do encapsulamento. (*Dica:* supor as perdas de potência durante o disparo e o desligamento como retângulos.)

16.4 A corrente de recuperação de um dispositivo, como mostrado na Figura 16.12, é $I_R = 30$ A e a indutância do circuito é $L = 20\ \mu$H. A tensão de entrada é $V_s = 200$ V. Se for necessário limitar a tensão transitória máxima a 1,8 vez a tensão de entrada, determinar **(a)** o valor ótimo da relação de corrente d_o; **(b)** o fator de amortecimento ótimo δ_o; **(c)** a capacitância *snubber C*; **(d)** a resistência *snubber R*; **(e)** o *dv/dt* médio; e **(f)** a tensão reversa inicial.

16.5 A corrente de recuperação de um dispositivo, como mostrado na Figura 16.12, é $I_R = 10$ A e a indutância do circuito é $L = 80\ \mu$H. A tensão de entrada é $V_s = 200$ V. A resistência do *snubber* é $R = 2\ \Omega$ e a capacitância é $C = 50\ \mu$F. Determinar **(a)** a razão de amortecimento δ; **(b)** a tensão transitória máxima V_p; **(c)** a relação de corrente d; **(d)** o *dv/dt* médio; e **(e)** a tensão reversa inicial.

16.6 Um circuito *snubber C*, como mostrado na Figura 16.11c, tem: $C = 1{,}5\ \mu$F, $R = 4{,}5\ \Omega$ e a tensão de entrada é $V_s = 220$ V. A indutância do circuito é $L = 20\ \mu$H. Determinar **(a)** a tensão direta máxima V_p; **(b)** o *dv/dt* inicial; e **(c)** o *dv/dt* máximo.

16.7 Um circuito *snubber C*, como mostrado na Figura 16.11c, tem uma indutância de $L = 20\ \mu$H. A tensão de entrada é $V_s = 200$ V. Se for necessário limitar o *dv/dt* máximo a 20 V/μs e o fator de amortecimento for $\delta = 0{,}4$, determinar **(a)** a capacitância do *snubber C* e **(b)** a resistência do *snubber R*.

16.8 Um circuito *snubber RC*, como o mostrado na Figura 16.11c, tem uma indutância circuito de $L = 50\ \mu$H. A tensão de entrada é $V_s = 220$ V. Se for necessário limitar a tensão máxima a 1,5 vez a tensão de entrada e o fator de amortecimento $\alpha = 9500$, determinar **(a)** a capacitância *snubber C* e **(b)** a resistência *snubber R*.

16.9 Um capacitor é conectado ao secundário de um transformador de entrada, como mostrado na Figura 16.16a, com resistência de amortecimento zero $R = 0$. A tensão secundária é $V_s = 208$ V, 60 Hz e a indutância de magnetização referida ao secundário é $L_m = 3{,}5$ mH. Se a alimentação de entrada para o primário do transformador for desconectada no ângulo de $\theta = 120°$ da tensão CA de entrada, determinar **(a)** o valor inicial da tensão no capacitor V_0; **(b)** a corrente de magnetização I_0; e **(c)** o valor do capacitor para limitar a tensão transitória máxima sobre o capacitor $V_p = 350$ V.

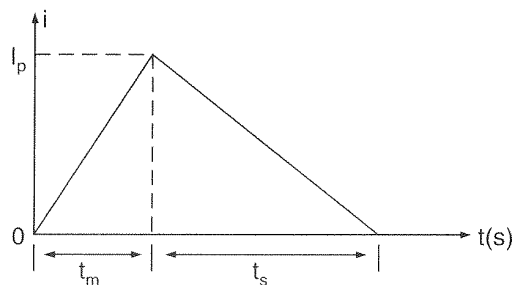
16.10 O circuito da Figura 16.18 tem uma corrente de carga de $I_L = 10$ A e a indutância do circuito é $L = 50\,\mu$H. A tensão CC de entrada é $V_s = 200$ V. A resistência *snubber* é $R = 1{,}5\,\Omega$ e a capacitância *snubber* é $C = 50\,\mu$F. Se a carga for desconectada, determinar **(a)** o fator de amortecimento δ e **(b)** a tensão transitória máxima V_p.

16.11 São utilizados diodos de selênio para proteger um circuito trifásico, como mostrado na Figura 16.20c. A tensão trifásica é de 208 V, 60 Hz. Se a tensão de cada célula for 25 V, determinar o número de diodos.

16.12 A corrente de carga no início da falta, na Figura 16.29, é $I_0 = 10$ A. A tensão CA é 208 V, 60 Hz. A resistência e a indutância do circuito com a falta são $L = 5$ mH e $R = 1{,}5\,\Omega$, respectivamente. Se a falta ocorre a um ângulo de $\theta = 45°$, determinar o valor máximo da corrente prospectiva no primeiro semiciclo.

16.13 Repetir o Problema 16.12 se $R = 0$.

16.14 A corrente através de um fusível é mostrada na Figura P16.14. O i^2t total do fusível é 5400 A^2s. Se o tempo de extinção do arco for $t_a = 0{,}1$ s e o tempo de fusão for $t_m = 0{,}05$ s, determinar a corrente máxima da ruptura I_p.

Figura P16.14

16.15 A corrente de carga na Figura 16.32 é $I_0 = 0$ A. A tensão CC de entrada é $V_s = 220$ V. A corrente de falta tem uma indutância de $L = 2$ mH e resistência desprezível. O i^2t total do fusível é 4500 A^2s. O tempo de extinção do arco é 1,5 vez o tempo de fusão. Determinar **(a)** o tempo de fusão t_m, **(b)** o tempo de eliminação da falta t_c e **(c)** a corrente máxima da ruptura I_p.

16.16 Utilizar o PSpice para verificar os cálculos do Problema 16.7.

16.17 Utilizar o PSpice para verificar os resultados do Problema 16.9.

16.18 Utilizar o PSpice para verificar os resultados do Problema 16.10.

Apêndice A

Circuitos Trifásicos

Em um circuito monofásico, como mostrado na Figura A.1a, a corrente é expressa como

$$\bar{\mathbf{I}} = \frac{V \angle \alpha}{R + jX} = \frac{V \angle \alpha - \beta}{Z} \tag{A.1}$$

onde $Z = (R^2 + X^2)^{1/2}$ e $\theta = \tan^{-1}(X/R)$. A potência pode ser encontrada a partir de

$$P = VI \cos \theta \tag{A.2}$$

onde cos θ é chamado *fator de potência* e θ, que é o ângulo da impedância da carga, é conhecido como *ângulo do fator de potência*.

(a) Circuito

Fator de potência indutivo

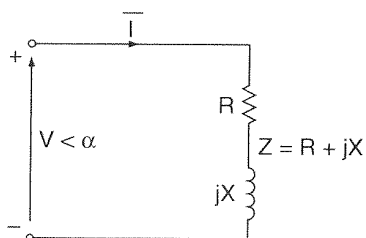
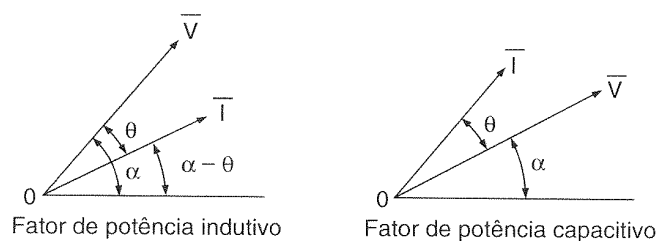
Fator de potência capacitivo

(b) Diagrama fasorial

Figura A.1

Circuito monofásico.

Um circuito trifásico consiste de três tensões senoidais de igual amplitude e os ângulos de fase entre as tensões individuais são de 120°. Uma carga em estrela conectada a uma fonte trifásica é mostrada na Figura A.2a. Se as três tensões de fase forem

$$\overline{\mathbf{V}}_a = V_p \angle 0$$

$$\overline{\mathbf{V}}_b = V_p \angle -120^\circ$$

$$\overline{\mathbf{V}}_c = V_p \angle -240^\circ$$

as tensões de linha (fase a fase) serão

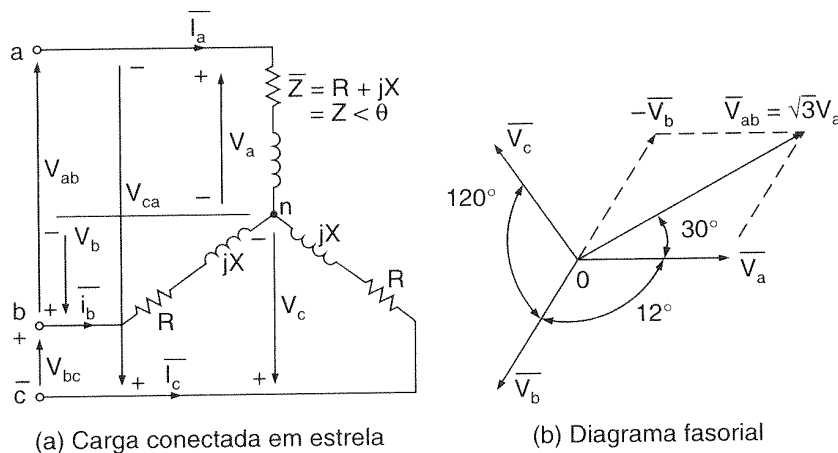
$$\overline{\mathbf{V}}_{ab} = \overline{\mathbf{V}}_a - \overline{\mathbf{V}}_b = \sqrt{3}\, V_p \angle 30^\circ = V_L \angle 30^\circ$$

$$\overline{\mathbf{V}}_{bc} = \overline{\mathbf{V}}_b - \overline{\mathbf{V}}_c = \sqrt{3}\, V_p \angle -90^\circ = V_L \angle -90^\circ$$

$$\overline{\mathbf{V}}_{ca} = \overline{\mathbf{V}}_c - \overline{\mathbf{V}}_a = \sqrt{3}\, V_p \angle -210^\circ = V_L \angle -210^\circ$$

Figura A.2

Circuito trifásico conectado em estrela.

(a) Carga conectada em estrela (b) Diagrama fasorial

Assim, uma tensão de linha V_L é $\sqrt{3}$ vezes uma tensão de fase V_p. As três correntes de linha, que são as mesmas que as de fase, são:

$$\overline{\mathbf{I}}_a = \frac{\overline{\mathbf{V}}_a}{Z_a \angle \theta_a} = \frac{V_p}{Z_a} \angle -\theta_a$$

$$\overline{\mathbf{I}}_b = \frac{\overline{\mathbf{V}}_b}{Z_b \angle \theta_b} = \frac{V_p}{Z_b} \angle -120^\circ - \theta_b$$

$$\bar{\mathbf{I}}_{ab} = \frac{\bar{\mathbf{V}}_a}{Z_a \angle \theta_a} = \frac{V_L}{Z_a} \angle -\theta_a = I_p \angle -\theta_a$$

$$\bar{\mathbf{I}}_{bc} = \frac{\bar{\mathbf{V}}_b}{Z_b \angle \theta_b} = \frac{V_L}{Z_b} \angle -120^\circ - \theta_b = I_p \angle -120^\circ - \theta_b$$

$$\bar{\mathbf{I}}_{ca} = \frac{\bar{\mathbf{V}}_c}{Z_c \angle \theta_c} = \frac{V_L}{Z_c} \angle -240^\circ - \theta_c = I_p \angle -240^\circ - \theta_c$$

e as três correntes de linha serão:

$$\bar{\mathbf{I}}_a = \bar{\mathbf{I}}_{ab} - \bar{\mathbf{I}}_{ca} = \sqrt{3}\, I_p \angle -30^\circ - \theta_a = I_L \angle -30^\circ - \theta_a$$

$$\bar{\mathbf{I}}_b = \bar{\mathbf{I}}_{bc} - \bar{\mathbf{I}}_{ab} = \sqrt{3}\, I_p \angle -150^\circ - \theta_b = I_L \angle -150^\circ - \theta_b$$

$$\bar{\mathbf{I}}_c = \bar{\mathbf{I}}_{ca} - \bar{\mathbf{I}}_{bc} = \sqrt{3}\, I_p \angle -270^\circ - \theta_c = I_L \angle -270^\circ - \theta_c$$

Portanto, em uma carga conectada em triângulo, a corrente de linha é $\sqrt{3}$ vezes a corrente de uma das fases.

A potência de entrada para a carga é

$$P = V_{ab} I_{ab} \cos \theta_a + V_{bc} I_{bc} \cos \theta_b + V_{ca} I_{ca} \cos \theta_c \tag{A.6}$$

Para uma alimentação equilibrada, $V_{ab} = V_{bc} = V_{ca} = V_L$, a Eq. (A.6) torna-se

$$P = V_L (I_{ab} \cos \theta_a + I_{bc} \cos \theta_b + I_{ca} \cos \theta_c) \tag{A.7}$$

Para uma carga equilibrada, $Z_a = Z_b = Z_c = Z$, $\theta_a = \theta_b = \theta_c = \theta$ e $I_{ab} = I_{bc} = I_{ca} = I_p$, a Eq. (A.7) torna-se

$$\begin{aligned} P &= 3 V_p I_p \cos \theta \\ &= 3 V_L \frac{I_L}{\sqrt{3}} \cos \theta = \sqrt{3}\, V_L I_L \cos \theta \end{aligned} \tag{A.8}$$

Nota: As Eqs. (A.5) e (A.8), que expressam a potência em um circuito trifásico, são iguais. Para as mesmas tensões de fase, as correntes de linha em uma carga conectada em triângulo são $\sqrt{3}$ vezes as de uma carga conectada em estrela.

$$\overline{\mathbf{I}}_c = \frac{\overline{\mathbf{V}}_c}{Z_c \angle \theta_c} = \frac{V_p}{Z_c} \angle -240^\circ - \theta_c$$

A potência de entrada para a carga é

$$P = V_a I_a \cos \theta_a + V_b I_b \cos \theta_b + V_c I_c \cos \theta_c \tag{A.3}$$

Para uma alimentação equilibrada, $V_a = V_b = V_c = V_p$. A Eq. (A.3) torna-se

$$P = V_p(I_a \cos \theta_a + I_b \cos \theta_b + I_c \cos \theta_c) \tag{A.4}$$

Para uma carga equilibrada, $Z_a = Z_b = Z_c = Z$, $\theta_a = \theta_b = \theta_c = \theta$ e $I_a = I_b = I_c = I_p = I_L$, a Eq. (A.4) torna-se

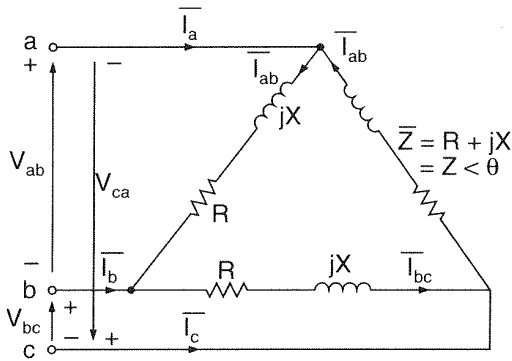
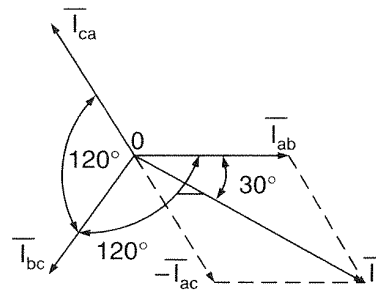
$$\begin{aligned} P &= 3V_p I_p \cos \theta \\ &= 3 \frac{V_L}{\sqrt{3}} I_L \cos \theta = \sqrt{3}\, V_L I_L \cos \theta \end{aligned} \tag{A.5}$$

(a) Carga conectada em triângulo

(b) Diagrama fasorial

Figura A.3

Carga conectada em triângulo.

Uma carga conectada em triângulo é mostrada na Figura A.3a, onde as tensões de linha são as mesmas que as tensões de fase. Se as três tensões de fase forem

$$\overline{\mathbf{V}}_a = \overline{\mathbf{V}}_{ab} = V_L \angle 0 = V_p \angle 0$$

$$\overline{\mathbf{V}}_b = \overline{\mathbf{V}}_{bc} = V_L \angle -120^\circ = V_p \angle -120^\circ$$

$$\overline{\mathbf{V}}_c = \overline{\mathbf{V}}_{ca} = V_L \angle -240^\circ = V_p \angle -240^\circ$$

as três correntes de fase serão:

Apêndice B

Circuitos Magnéticos

Um núcleo magnético é mostrado na Figura B.1. Se o campo magnético for uniforme e normal à área em consideração, um circuito magnético será caracterizado pelas seguintes equações:

$$\phi = BA \tag{B.1}$$

$$B = \mu H \tag{B.2}$$

$$\mu = \mu_r \mu_0 \tag{B.3}$$

$$\mathscr{F} = NI = Hl \tag{B.4}$$

onde ϕ = fluxo, em webers;

B = densidade de fluxo, em webers/m^2 (ou teslas);

H = força magnetizante, em ampère-espiras/metro;

μ = permeabilidade magnética do material;

μ_0 = permeabilidade do ar (= $4\pi \times 10^{-7}$);

μ_r = permeabilidade relativa do material;

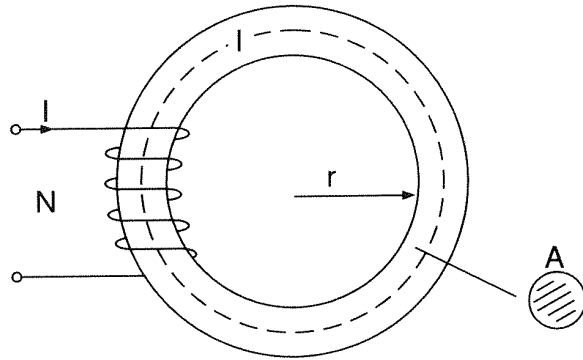
$\mathscr{F}$ = força magnetomotriz, em ampère-espiras (At);

N = número de espiras no enrolamento;

I = corrente através do enrolamento, em ampères;

l = comprimento do circuito magnético, em metros.

Figura B.1

Núcleo magnético.

Se o circuito magnético consistir de seções diferentes, a Eq. (B.4) se tornará

$$\mathscr{F} = NI = \Sigma H_i l_i \tag{B5}$$

onde H_i e l_i serão a força de magnetização e o comprimento da i-ésima seção, respectivamente.

A relutância do circuito magnético é relacionada à força magnetomotriz e ao fluxo por

$$\mathscr{R} = \frac{\mathscr{F}}{\phi} = \frac{NI}{\phi} \tag{B.6}$$

e depende do tipo e das dimensões do núcleo,

$$\mathscr{R} = \frac{l}{\mu_r \theta_0 A} \tag{B.7}$$

A $\mathscr{R}$ permeabilidade depende da curva característica B-H e normalmente é muito maior que a do ar. Uma curva característica B-H típica, que é não-linear, é mostrada na Figura B.2. Para um valor elevado de μ, $\mathscr{R}$ torna-se muito pequena, resultando em um alto valor de fluxo. Em geral é introduzido um entreferro de ar para limitar a quantidade de fluxo.

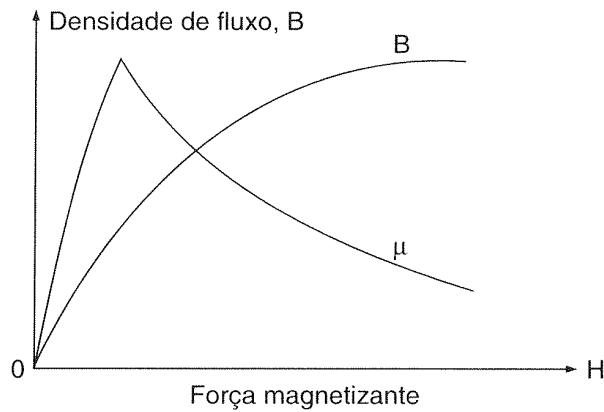



Figura B.2

Curva característica *B-H*.

Um circuito magnético com um entreferro de ar é mostrado na Figura B.3a e o circuito análogo elétrico, na Figura B.3b. A relutância do entreferro de ar é

$$\mathscr{R}_g = \frac{l_g}{\mu_0 A_g} \tag{B.8}$$

e a relutância do núcleo é

$$\mathscr{R}_g = \frac{l_c}{\mu_r \mu_0 A_c} \tag{B.9}$$

onde:

l_g = comprimento do entreferro de ar;

l_c = comprimento do núcleo;

A_g = área da seção transversal do entreferro de ar;

A_c = área da seção transversal do núcleo.

A relutância total do circuito magnético é

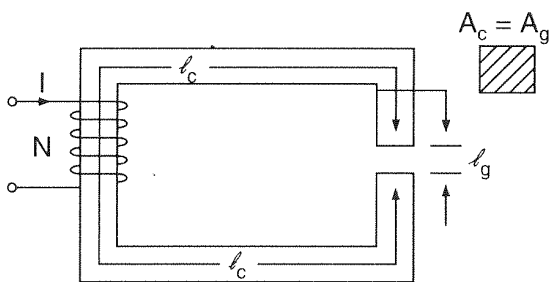
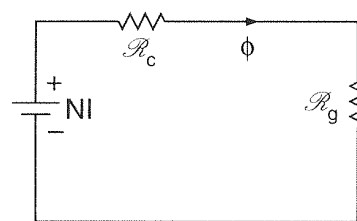
$$\mathscr{R} = \mathscr{R}_g + \mathscr{R}_c$$

(a) Circuito magnético

(b) Análogo elétrico

Figura B.3

Circuito magnético com entreferro de ar.

A indutância é definida como o enlace de fluxo (λ) por ampère,

$$L = \frac{\lambda}{I} = \frac{N\phi}{I} \quad \text{(B.10)}$$

$$= \frac{N^2\phi}{NI} = \frac{N^2}{\mathcal{R}} \quad \text{(B.11)}$$

Exemplo B.1

Os parâmetros do núcleo na Figura B.3a são $l_g = 1$ mm, $l_c = 30$ cm, $A_g = A_c = 5 \times 10^{-3}\,\text{m}^2$, $N = 350$ e $I = 2$ A. Calcular a indutância (a) se $\mu_r = 3500$ e (b) se o núcleo for ideal, ou seja, μ_r muito grande, tendendo para infinito.

Solução: $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ e $N = 350$.

(a) A partir da Eq. (B.8),

$$\mathcal{R}_g = \frac{1 \times 10^{-3}}{4\pi \times 10^{-7} \times 5 \times 10^{-3}} = 159155$$

A partir da Eq. (B.9),

$$\mathcal{R}_c = \frac{30 \times 10^{-2}}{3500 \times 4\pi \times 10^{-7} \times 5\ 10^{-3}} = 13641$$

$$\mathcal{R} = 159155 + 13641 = 172796$$

A partir da Eq. (B.11), $L = 350^2/172796 = 0{,}71$ H.

(b) Se e $\mu_r \approx \infty$, $\mathcal{R}_c = 0$ e $\mathcal{R} = \mathcal{R}_g = 159155$, $L = 350^2/159155 = 0{,}77$ H

B.1 EXCITAÇÃO SENOIDAL

Se uma tensão senoidal de $v_s = V_m \text{ sen } \omega t = \sqrt{2}\, V_s \text{ sen } \omega t$ for aplicada ao núcleo na Figura B.3a, o fluxo poderá ser encontrado a partir de

$$V_m \text{ sen } \omega t = -N\frac{d\phi}{dt} \quad \text{(B.12)}$$

que após a integração resulta

$$\phi = \phi_m \cos \omega t = \frac{V_m}{N\omega} \cos \omega t \tag{B.13}$$

Assim,

$$\phi_m = \frac{V_m}{2\pi fN} = \frac{\sqrt{2}\, V_s}{2\pi fN} = \frac{V_s}{4{,}44fN} \tag{B.14}$$

O fluxo máximo ϕ_m depende da tensão, da freqüência e do número de espiras. A Eq. (B.14) é válida se o núcleo não for saturado. Se o fluxo máximo for elevado, o núcleo poderá saturar e o fluxo não será senoidal. Se a relação da tensão para a freqüência for mantida constante, o fluxo permanecerá constante, contanto que o número de espiras permaneça inalterado.

B.2 TRANSFORMADOR

Se um segundo enrolamento, chamado *enrolamento secundário*, for adicionado ao núcleo na Figura B.3 e o núcleo for excitado a partir de uma tensão senoidal, uma tensão será induzida no enrolamento secundário. Isso é mostrado na Figura B.4. Se N_p e N_s forem os números de espiras nos enrolamentos primário e secundário, respectivamente, a tensão primária V_p e a secundária V_s serão relacionadas entre si como

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{I_s}{I_p} = \frac{N_p}{N_s} = a \tag{B.15}$$

onde a é a relação de espiras.

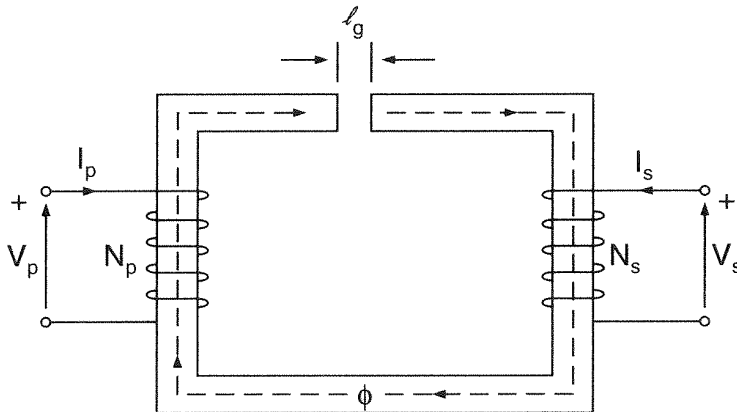



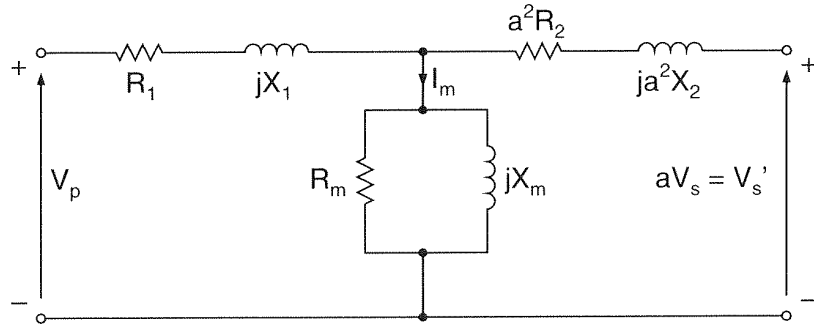
Figura B.4

Núcleo do transformador.

O circuito equivalente de um transformador é mostrado na Figura B.5, onde todos os parâmetros são referidos ao primário. Para referir um parâmetro secundário ao

lado primário, o parâmetro é multiplicado por a^2. O circuito equivalente pode ser referido ao lado secundário dividindo-se todos os parâmetros do circuito na Figura B.5 por a^2. X_1 e X_2 são as reatâncias de dispersão dos enrolamentos primário e secundário, respectivamente. R_1 e R_2 são as resistências dos enrolamentos primário e secundário, X_m é a reatância de magnetização e R_m representa a perda no núcleo.

Figura B.5

Circuito equivalente do transformador.

As variações de fluxo devidas à excitação CA causam dois tipos de perdas no núcleo: (1) por histerese e (2) por corrente de Foucault. A perda por histerese é expressa empiricamente como

$$P_h = K_h f B_{\text{máx}}^2 \tag{B.16}$$

onde K_h é a constante de histerese que depende do material e $B_{\text{máx}}$ é a densidade de fluxo máxima; z é a constante de Steinmetz, que tem um valor de 1,6 a 2. As perdas por correntes de Foucault são expressas empiricamente como

$$P_e = K_e f^2 B_{\text{máx}}^2 \tag{B.17}$$

onde K_e é a constante da corrente de Foulcaut e depende do material. A perda total no núcleo é

$$P_e = K_h f B_{\text{máx}}^2 + K_e f^2 B_{\text{máx}}^2 \tag{B.18}$$

Nota: Se o transformador for projetado para 60 Hz e operado a uma freqüência superior, as perdas no núcleo aumentarão significativamente.

MAKRON
Books

Apêndice C

Funções de Chaveamento dos Conversores

A saída de um conversor depende do padrão de chaveamento de suas chaves e da tensão (ou corrente) de entrada. Similar a um sistema linear, as grandezas de saída de um conversor podem ser expressas em termos das grandezas de entrada, através da multiplicação do espectro. O arranjo de um conversor monofásico é mostrado na Fig. C.1a. Se $V_i(\theta)$ e $I_i(\theta)$ forem a tensão e a corrente de entrada, respectivamente, a tensão e a corrente correspondentes de saída são $V_o(\theta)$ e $I_o(\theta)$, respectivamente. A entrada poderia ser uma fonte tanto de tensão como de corrente.

Fonte de tensão. Para uma fonte de tensão, a tensão de saída $V_o(\theta)$ poderia ser relacionada à tensão de entrada $V_i(\theta)$ através de

$$V_o(\theta) = S(\theta)\, V_i(\theta) \tag{C.1}$$

onde $S(\theta)$ é a função de chaveamento do conversor, como mostrado na Figura C.1b. $S(\theta)$ depende do tipo de conversor e do padrão de comando das chaves. Se g_1, g_2, g_3 e g_4 forem os sinais de comando para as chaves Q_1, Q_2, Q_3 e Q_4, respectivamente, a função de chaveamento será

$$S(\theta) = g_1 - g_4 = g_3 - g_2$$

Desprezando as perdas nas chaves do conversor e utilizando o equilíbrio de potência, obtém-se

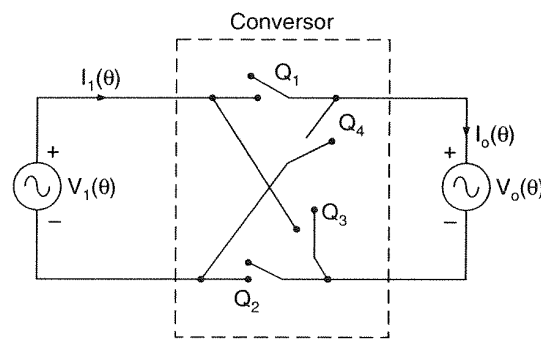
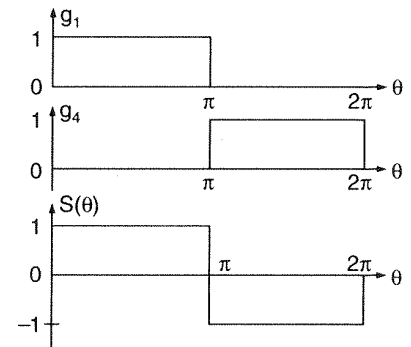
$$V_i(\theta)\, I_i(\theta) = V_o(\theta)\, I_o(\theta)$$

$$S(\theta) = \frac{V_o(\theta)}{V_i(\theta)} = \frac{I_i(\theta)}{I_o(\theta)} \tag{C.2}$$

$$I_i(\theta) = S(\theta)\, I_0(\theta) \tag{C.3}$$

Uma vez que $S(\theta)$ seja conhecido, $V_o(\theta)$ pode ser determinado. $V_o(\theta)$ dividido pela impedância da carga dá $I_o(\theta)$; e então $I_o(\theta)$ pode ser encontrado a partir da Eq. (C.3).

Figura C.1

Estrutura do conversor monofásico.

(a) Estrutura do conversor (b) Função de chaveamento

Fonte de corrente. No caso da fonte de corrente, a corrente de entrada permanece constante, $I_i(\theta) = I_i$, e a corrente de saída $I_o(\theta)$ pode ser relacionada à corrente de entrada I_i por

$$I_o(\theta) = S(\theta)\, I_i$$

$$V_o(\theta)\, I_o(\theta) = V_i(\theta)\, I_i(\theta) \tag{C.4}$$

que resulta

$$V_i(\theta) = S(\theta)\, V_o(\theta) \tag{C.5}$$

$$S(\theta) = \frac{V_i(\theta)}{V_o(\theta)} = \frac{I_o(\theta)}{I_i(\theta)} \tag{C.6}$$

C.1 INVERSORES MONOFÁSICOS EM PONTE

A função de chaveamento de um inversor monofásico em ponte como o da Figura 10.2a é mostrada na Figura C.2. Se g_1 e g_4 forem os sinais de comando para as chaves de Q_1 e Q_4, respectivamente, a função de chaveamento será

$$S(\theta) = g_1 - g_4$$

$$= 1 \qquad \text{para } 0 \leq \theta \leq \pi$$

$$= -1 \qquad \text{para } \pi \leq \theta \leq 2\pi$$

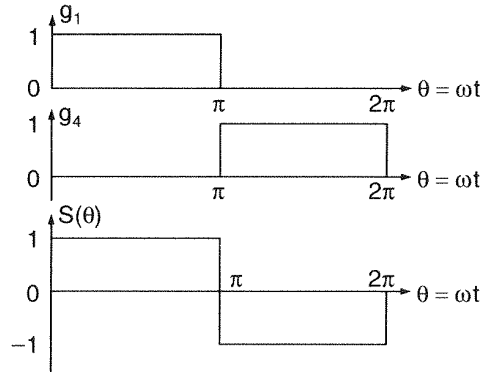



Figura C.2

Função do chaveamento de um inversor monofásico em ponte.

Se f_o for a freqüência fundamental do inversor,

$$\theta = \omega t = 2\pi f_o t \tag{C.7}$$

$S(\theta)$ pode ser expresso na série de Fourier como

$$S(\theta) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1,2,\ldots}^{\infty} (A_n \cos n\theta + B_n \operatorname{sen} n\theta)$$

$$B_n = \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} S(\theta) \operatorname{sen} n\theta\, d\theta = \frac{4}{n\pi} \quad \text{para } n = 1, 3, \ldots \tag{C.8}$$

Devido à simetria de meia-onda, $A_o = A_n = 0$.

A substituição de A_o, A_n e B_n na Eq. (C.8) dá

$$S(\theta) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{\operatorname{sen} n\theta}{n} \tag{C.9}$$

Se a tensão de entrada, que é CC, for $V_i(\theta) = V_s$, a Eq. (C.1) dará a tensão de saída como

$$V_o(\theta) = S(\theta)\, V_s(\theta) = \frac{4V_s}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{\operatorname{sen} n\theta}{n} \tag{C.10}$$

que é a mesma da Eq. (10.11). Para um inversor trifásico do tipo fonte de tensão como o da Figura 10.5, há três funções do chaveamento: $S_1(\theta) = g_1 - g_4$, $S_2(\theta) = g_3 - g_6$ e $S_3(\theta) = g_5 - g_2$. Haverá ainda três tensões de linha de saída correspondendo às três tensões de chaveamento, denominadas $V_{ab}(\theta) = S_1(\theta)\,V_i(\theta)$, $V_{bc}(\theta) = S_2(\theta)\,V_i(\theta)$ e $V_{ca}(\theta) = S_3(\theta)\,V_i(\theta)$.

C.2 RETIFICADORES MONOFÁSICOS EM PONTE

As funções de chaveamento de um retificador monofásico em ponte são as mesmas que as de um inversor monofásico em ponte. Se a tensão de entrada for $V_i(\theta) = V_m \operatorname{sen}\theta$, as Eqs. (C.1) e (C.9) darão a tensão de saída como

$$V_o(\theta) = S(\theta)\,V_i(\theta) = \frac{4V_m}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{\operatorname{sen}\theta \operatorname{sen} n\theta}{n} \tag{C.11}$$

$$= \frac{4V_m}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{\cos(n-1)\theta - \cos(n+1)\theta}{2n} \tag{C.12}$$

$$= \frac{2V_m}{\pi}\left[1 - \cos 2\theta + \frac{1}{3}\cos 2\theta - \frac{1}{3}\cos 4\theta \right.$$

$$\left. + \frac{1}{5}\cos 4\theta - \frac{1}{5}\cos 6\theta + \frac{1}{7}\cos 6\theta - \frac{1}{7}\cos 8\theta + \ldots\right]$$

$$= \frac{2V_m}{\pi}\left[1 - \frac{2}{3}\cos 2\theta - \frac{2}{15}\cos 4\theta - \frac{2}{35}\cos 6\theta - \ldots\right]$$

$$= \frac{2V_m}{\pi} - \frac{4V_m}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\cos 2m\theta}{4m^2 - 1} \tag{C.13}$$

A Eq. (C.13) é a mesma que a Eq. (3.63). A primeira parte da Eq. (C.13) traz a tensão média de saída e a segunda é o conteúdo de ondulação da tensão de saída.

Para um retificador trifásico como os das Figuras 3.25a e 5.10a, as funções do chaveamento são $S_1(\theta) = g_1 - g_4$, $S_2(\theta) = g_3 - g_6$ e $S_3(\theta) = g_5 - g_2$. Se as três tensões de fase de entrada forem $V_{an}(\theta)$, $V_{bn}(\theta)$ e $V_{cn}(\theta)$, as tensões de saída serão

$$V_o(\theta) = S_1(\theta)\,V_{an}(\theta) + S_2(\theta)\,V_{bn}(\theta) + S_3(\theta)\,V_{cn}(\theta) \tag{C.14}$$

C.3 INVERSORES MONOFÁSICOS EM PONTE COM PWM SENOIDAL

As funções do chaveamento de um inversor monofásico em ponte com modulação por largura de pulsos senoidal (SPWM) são mostradas na Figura C.3. Os pulsos de comando são gerados através da comparação de uma onda cossenoidal com pulsos triangulares. Se g_1 e g_4 forem os sinais de comando para as chaves Q1 e Q_4, respectivamente, a função do chaveamento será

$$S(\theta) = g_1 - g_4$$

$S(\theta)$ pode ser expresso na série de Fourier como

$$S(\theta) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1,2,\ldots}^{\infty} (A_n \cos n\theta + B_n \text{ sen } n\theta) \tag{C.15}$$

Se houver p pulsos por quarto de ciclo e p for um número par,

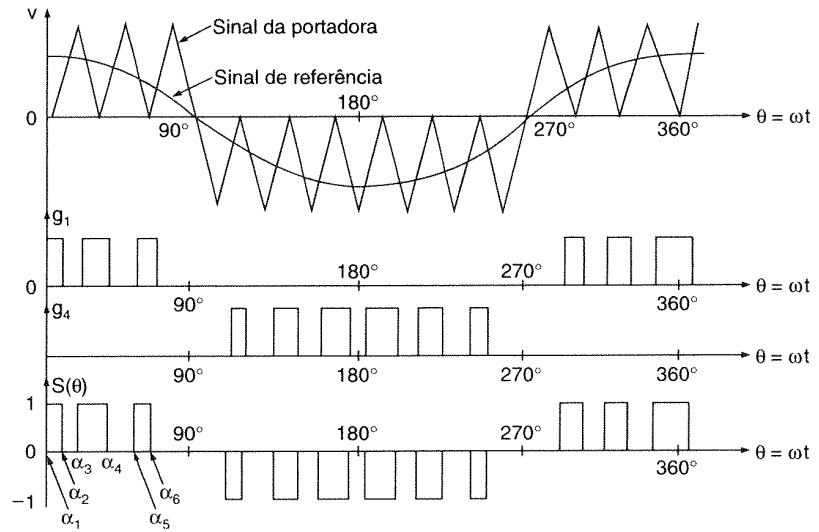
$$A_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} S(\theta) \cos n\theta \, d\theta$$

$$= \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} S(\theta) \cos n\theta \, d\theta$$

$$= \frac{4}{\pi} \left[\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \cos n\theta \, d\theta + \int_{\alpha_4}^{\alpha_3} \cos n\theta \, d\theta + \int_{\alpha_6}^{\alpha_5} \cos n\theta \, d\theta + \ldots \right)$$

$$= \frac{4}{n\pi} \sum_{m=1,2,3,\ldots}^{p} [(-1)^m \text{ sen } n\alpha_m] \tag{C.16}$$

Figura C.3

Função do chaveamento com SPWM.

Devido à simetria de quarto de onda, $B_n = A_o = 0$. A substituição de A_o, A_n e B_n na Eq. (C.15) dá

$$S(\theta) = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} A_n \cos n\theta \tag{C.17}$$

$$= \frac{4}{n\pi} \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \left[\sum_{m=1,2,3,\ldots}^{p} (-1)^m \operatorname{sen} n\alpha_m \cos n\theta \right]$$

Se a tensão de entrada for $V_i(\theta) = V_s$, as Eqs. (C.1) e (C.17) darão a tensão de saída como

$$V_o(\theta) = V_s \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} A_n \cos n\theta \tag{C.18}$$

C.4 RETIFICADORES CONTROLADOS MONOFÁSICOS COM PWM SENOIDAL

Se a tensão de entrada for $V_i(\theta) = V_m \cos\theta$, as Eqs. (C.1) e (C.17) resultarão na tensão de saída como

$$V_o(\theta) = V_m \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} A_n \cos n\theta \cos\theta \tag{C.19}$$

$$= \frac{V_m}{2} \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} A_n [\cos(n-1)\theta + \cos(n+1)\theta]$$

$$= 0{,}5V_m [A_1 (\cos 0 + \cos 2\theta) + A_3 (\cos 2\theta + \cos 4\theta) + A_5 (\cos 4\theta + \cos 6\theta) + \ldots]$$

$$= \frac{V_m A_1}{2} + V_m \sum_{n=2,4,6,\ldots}^{\infty} \frac{A_{n-1} + A_{n+1}}{2} \cos n\theta \qquad \text{(C.20)}$$

A primeira parte da Eq. (C.20) é a tensão média de saída e a segunda a tensão de ondulações. A Eq. (C.20) é válida, contanto que a tensão de entrada e a função do chaveamento sejam formas de onda cossenoidais.

No caso de ondas senoidais, a tensão de entrada é $V_i(\theta) = V_m \operatorname{sen} \theta$ e a função do chaveamento,

$$S(\theta) = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} A_n \operatorname{sen} n\theta \qquad \text{(C.21)}$$

As Eqs. (C.1) e (C.2) dão a tensão de saída como

$$V_o(\theta) = V_m \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} A_n \operatorname{sen} \theta \operatorname{sen} n\theta \qquad \text{(C.22)}$$

$$= \frac{V_m}{2} \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} A_n [\cos(n-1)\theta - \cos(n+1)\theta]$$

$$= 0{,}5V_m [A_1 (\cos 0 - \cos 2\theta) + A_3 (\cos 2\theta - \cos 4\theta) + A_5 (\cos 4\theta - \cos 6\theta) + \ldots]$$

$$= \frac{V_m A_1}{2} - V_m \sum_{n=2,4,6,\ldots}^{\infty} \frac{A_{n-1} - A_{n+1}}{2} \cos n\theta \qquad \text{(C.23)}$$

MAKRON
Books

Apêndice D

Análise Transitória CC

D.1 CIRCUITO *RC* COM ENTRADA EM DEGRAU

Quando a chave CH_1 na Figura 3.1a for fechada em $t = 0$, a corrente de carga do capacitor poderá ser determinada a partir de

$$V_S = v_R + v_C = Ri + \frac{1}{C}\int i\,dt + v_C(t = 0) \tag{D.1}$$

com a condição inicial: $v_c(t = 0) = 0$. Utilizando a Tabela D.1, a Eq. (D.1) pode ser transformada no domínio da transformada de Laplace s:

$$\frac{V_S}{s} = RI(s) + \frac{1}{Cs}\,I(s)$$

que após a resolução para a corrente $I(s)$ dá

$$I(s) = \frac{V_S}{R(s + \alpha)} \tag{D.2}$$

onde $\alpha = 1/RC$. A transformada inversa da Eq. (D.2) no domínio do tempo dá

$$i(t) = \frac{V_S}{R}\,e^{-\alpha t} \tag{D.3}$$

e a tensão sobre o capacitor é obtida como

$$v_C(t) = \frac{1}{C}\int_0^t i\,dt = V_S(1 - e^{-\alpha t}) \tag{D.4}$$

Em regime permanente (em $t = \infty$),

$$I_S = i(t = \infty) = 0$$

$$= V_C = v_C(t = \infty) = \frac{V_S}{R}$$

TABELA D.1 Algumas Transformadas de Laplace.

$f(t)$	$F(s)$
1	$\frac{1}{s}$
t	$\frac{1}{s^2}$
$e^{-\alpha t}$	$\frac{1}{s + \alpha}$
$\text{sen } \alpha t$	$\frac{\alpha}{s^2 + \alpha^2}$
$\cos \alpha t$	$\frac{s}{s^2 + \alpha^2}$
$f'(t)$	$sF(s) - F(0)$
$f''(t)$	$s^2F(s) - sF(s) - F'(0)$

D.2 CIRCUITO *RL* COM ENTRADA EM DEGRAU

Dois circuitos RL típicos são mostrados nas Figuras 3.2a e 9.3a. A corrente transitória através do indutor na Figura 9.3a pode ser expressa como

$$V_S = v_L + v_R + E = L\frac{di}{dt} + Ri + E \tag{D.5}$$

com a condição inicial: $i(t = 0) = I_1$. No domínio de Laplace, a Eq. (D.5) torna-se

$$\frac{V_S}{s} = L\,sI(s) - LI_1 + RI(s) + \frac{E}{s}$$

e calculando para $I(s)$, obtém-se

$$I(s) = \frac{V_S - E}{Ls(s + \beta)} + \frac{I_1}{s + \beta}$$

$$= \frac{V_S - E}{R}\left(\frac{1}{s} - \frac{1}{s + \beta}\right) + \frac{I_1}{s + \beta} \tag{D.6}$$

onde $\beta = R/L$. A transformada inversa da Eq. (D.6) dá

$$i(t) = \frac{V_S}{R}(1 - e^{-\beta t}) + I_1 e^{-\beta t} \tag{D.7}$$

Se não houver corrente inicial no indutor (ou seja, $I_1 = 0$), a Eq. (D.7) torna-se

$$i(t) = \frac{V_S}{R}(1 - e^{-\beta t}) \tag{D.8}$$

Em regime permanente (em $t = \infty$), $I_s = i(t = \infty) = V_s/R$.

D.3 CIRCUITO *LC* COM ENTRADA EM DEGRAU

A corrente transitória através do capacitor nas Figuras 3.4a e 7.2a é expressa como

$$V_S = v_L + v_C = L\frac{di}{dt} + \frac{1}{C}\int i\, dt + v_C(t = 0) \tag{D.9}$$

com as condições iniciais: $v_c(t = 0) = 0$ e $i(t = 0) = 0$. Na transformada de Laplace, a Eq. (D.9) torna-se

$$\frac{V_S}{s} = L\, sI(s) + \frac{1}{Cs} I(s)$$

e calculando para $I(s)$, obtém-se

$$I(s) = \frac{V_S}{L(s^2 + \omega_m^2)} \tag{D.10}$$

onde $\omega_m = 1/\sqrt{LC}$. A transformada inversa da Eq. (D.10) dá a corrente de carga como

$$i(t) = V_s \sqrt{\frac{C}{L}} \operatorname{sen}(\omega_m t) \tag{D.11}$$

e a tensão do capacitor é

$$v_c(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i(t)\, dt = V_s \left[1 - \cos(\omega_m t)\right] \tag{D.12}$$

Um circuito LC com uma corrente inicial do indutor de I_m e uma tensão inicial do capacitor, de V_0, encontram-se na Figura 7.18a. A corrente no capacitor é expressa como

$$V_s = L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i\, dt + v_c(t = 0) \tag{D.13}$$

com a condição inicial $i(t = 0) = I_m$ e $v_c(t = 0) = V_o$.

Nota: Na Figura 7.18a, V_0 é mostrado como igual a $-2V_s$. No domínio de Laplace, a Eq. (D.13) torna-se

$$\frac{V_s}{s} = L\, sI(s) - LI_m + \frac{1}{Cs} + \frac{V_o}{s}$$

e calculando para a corrente $I(s)$, obtém-se

$$I(s) = \frac{V_s - V_o}{L(s^2 + \omega_m^2)} + \frac{sI_m}{s^2 + \omega_m^2} \tag{D.14}$$

onde $\omega_m = 1/\sqrt{LC}$. A transformada inversa da Eq. (D.14) dá

$$i(t) = (V_s - V_o) \sqrt{\frac{C}{L}} \operatorname{sen}(\omega_m t) + I_m \cos(\omega_m t) \tag{D.15}$$

e a tensão do capacitor como

$$v_c(t) = \frac{1}{C} \int_0^t I(t)\, dt + V_o$$

$$= I_m \sqrt{\frac{L}{C}} \operatorname{sen}(\omega_m t) - (V_s - V_o) \cos(\omega_m t) + V_s$$

MAKRON
Books

Apêndice E

Análise de Fourier

Sob condições de regime permanente, a tensão de saída dos conversores de energia é, geralmente, uma função periódica do tempo, definida por

$$v_o(t) = v_o(t + T) \tag{E.1}$$

onde T é o período de tempo. Se f for a freqüência da tensão de saída em hertz, a freqüência angular será

$$\omega = \frac{2\pi}{T} = 2\pi f \tag{E.2}$$

e a Eq. (E.1) poderá ser reescrita como

$$v_o(\omega t) = v_o(\omega t + 2\pi) \tag{E.3}$$

O teorema de Fourier estabelece que uma função periódica $v_o(t)$ pode ser descrita por um termo constante mais uma série infinita de termos em senos e cossenos de freqüência $n\omega$, onde n é um número inteiro. Portanto, $v_o(t)$ pode ser expressa como

$$v_o(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1,2,\ldots}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \operatorname{sen} n\omega t) \tag{E.4}$$

onde $a_o/2$ é o valor médio da tensão de saída $v_o(t)$. As constantes a_o, a_n e b_n podem ser determinadas a partir das seguintes expressões:

$$a_o = \frac{2}{T}\int_0^T v_o(t)\ dt = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} v_o(\omega t)\ d\,(\omega t) \tag{E.5)j}$$

$$a_o = \frac{2}{T}\int_0^T v_o(t)\ \cos n\omega t\ dt = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} v_o(\omega t)\ \cos n\omega t\ d(\omega t) \tag{E.6}$$

$$a_o = \frac{2}{T}\int_0^T v_o(t)\ \text{sen}\, n\omega t\ dt = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} v_o(\omega t)\ \text{sen}\, n\omega t\ d(\omega t) \tag{E.7}$$

Se $v_o(t)$ puder ser expressa como uma função analítica, essas constantes poderão ser determinadas através de uma integração simples. Se $v_o(t)$ for descontínua, que normalmente é o caso para a saída dos conversores, várias integrações (durante todo o período da tensão de saída) têm de ser realizadas para se determinarem as constantes a_o, a_n e b_n.

$$a_n \cos n\omega t + b_n \,\text{sen}\, n\omega t = (a_n^2 + b_n^2)^{1/2}\left(\frac{a_n}{\sqrt{a_n^2 + b_n^2}} \cos n\omega t + \frac{b_n}{\sqrt{a_n^2 + b_n^2}}\,\text{sen}\, n\omega t\right) \tag{E.8}$$

Vamos definir um ângulo ϕ_n, cujo cateto adjacente seja b_n, cateto oposto seja a_n e a hipotenusa seja $(a_n^2 + b_n^2)^{1/2}$. Como resultado, a Eq. (E.8) torna-se

$$\begin{aligned} a_n \cos n\omega + b_n \,\text{sen}\, n\omega t &= (a_n^2 + b_n^2)^{1/2}\,(\text{sen}\,\phi_n \cos n\omega + \cos\phi_n \,\text{sen}\, n\omega t) \\ &= (a_n^2 + b_n^2)^{1/2}\,\text{sen}(n\omega t + \phi_n) \end{aligned} \tag{E.9}$$

onde

$$\phi_n = \tan^{-1}\frac{a_n}{b_n} \tag{E.10}$$

Substituindo a Eq. (E.9) na Eq. (E.4), a série também pode ser escrita como

$$v_o(t) = \frac{a_o}{2} + \sum_{n=1,2,\ldots}^{\infty} C_n\ \text{sen}(n\omega t + \phi_n) \tag{E.11}$$

onde

$$C_n = (a_n^2 + b_n^2)^{1/2} \tag{E.12}$$

C_n e ϕ_n são a amplitude máxima e o ângulo de atraso do n-ésimo componente harmônico da tensão de saída $v_o(t)$, respectivamente.

Se a tensão de saída tiver uma *simetria de meia-onda*, o número de integrações dentro do período total poderá ser reduzido significativamente. Uma forma de onda tem a propriedade de simetria de meia-onda se esta satisfizer às seguintes condições:

$$v_o(t) = -v_o\left(t + \frac{T}{2}\right) \tag{E.13}$$

ou

$$v_o(\omega t) = -v_o(\omega t + \pi) \tag{E.14}$$

Em uma forma de onda com simetria de meia-onda, o semiciclo negativo é a imagem espelhada do semiciclo positivo, mas defasada de $T/2$ s (ou π rad) do semiciclo positivo. Uma forma de onda com simetria de meia-onda não contém harmônicos pares (isto é, $n = 2, 4, 6, \ldots$) e possui apenas harmônicos ímpares (isto é, $n = 1, 3, 5, \ldots$). Devido à simetria de meia-onda, o valor médio é zero (isto é, $a_o = 0$). As Eqs. (E.6), (E.7) e (E.11) tornam-se

$$a_n = \frac{2}{T}\int_0^T v_o(t)\cos n\omega t\, dt = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} v_o(\omega t)\cos n\omega t\, d(\omega t), \qquad n = 1, 3, 5, \ldots$$

$$b_n = \frac{2}{T}\int_0^T v_o(t)\,\text{sen}\, n\omega t\, dt = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} v_o(\omega t)\,\text{sen}\, n\omega t\, d(\omega t), \qquad n = 1, 3, 5, \ldots$$

$$v_o(t) = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} C_n\,\text{sen}(n\omega t + \phi_n)$$

Geralmente, com simetria de meia-onda, $a_o = a_n = 0$, e com simetria de um quarto de onda, $a_o = b_n = 0$.

Apêndice F

Listagem dos Programas de Computador em IBM-PC Básica

```
                    ********* PROG-1 *********
  5   CLS
 10   REM "PROG-1"
 30   DIM ALFA(50), ALFAD(150), B(100)
 40   REM UNIFORM PWM ANGLE CALCULATION
 50   PRINT "O número de pulsos por semiciclo é menor que 50 ?"
 60   INPUT NP
 70   PRINT "O índice de modulação é menor que 1 ?"
 80   INPUT AMF
 82   PRINT "Listar os coeficientes de Fourier? '1' para SIM e '2' para NÃO"
 83   INPUT NC
 84   PRINT "O componente harmônico desejado, de mais alta ordem, é menor que 100 ?"
 85   INPUT NM
 87   CLS
 90   PI-4!*ATN(1!)
 97   PRINT "Eletrônica de Potência, Muhammad H. Rashid, 1993 - Direitos Autorais
      Reservados"
 98   PRINT "Figura 5.16 - Conversor CA-CC com PWM uniforme"
100   DELTAM=(PI/NP)*AMF
110   CENTR=(PI NP)/2
120   ALFA(1)=CENTR-DELTAM/2
130   ALFAD(1)=ALFA(1)*180/PI
140   DELTAD=DELTAM*(180)/PI
170   FOR M=2 TO NP
180   ALFA(M)=ALFA(1)+(PI/NP)*(M-1)
190   ALFAD(M)=ALFA(M)*180/PI
```

```
210  NEXT M
220  VMAX=1
230  V=0
240  FOR M=1 TO NP
250  V=(COS(ALFA(M))-COS(ALFA(M)+DELTAM))+V
260  NEXT M
270  VDC=(VMAX/PI)*V/SQR(2)
290  AN=0
300  IA=1
310  FOR N=1 TO NM
320  C=0
330  FOR M=1 TO NP
340  C=COS(N*ALFA(M))-COS(N*(ALFA(M)+DELTAM))+C
350  NEXT M
360  B(N)=(2*IA/(N*PI)*c
365  IF NC=1 THEN PRINT "B("N") = "B(N)
380  NEXT N
381  PRINT "Número de pulsos por semiciclo = "NP
382  PRINT "Índice de modulação = "AMF
383  PRINT "Largura do pulso em graus = "DELTAD
384  FOR M=1 TO NP
386  PRINT "'"M" em graus = "ALFAD(M)
387  NEXT M
388  PRINT "Tensão média de saída em % da tensão eficaz de entrada = "VDC*100
390  I1=B(1)/SQR(2)
400  PRINT "Corrente eficaz fundamental de entrada em % da corrente média da
     carga = "I1*100
405  SUM=0
410  FOR N=1 TO NM
420  SUM=SUM+B(N)*B(N)/2
430  NEXT N
440  IS=SQR(SUM)
450  PRINT "Corrente eficaz de entrada em % da corrente média de carga = "IS*100
460  PF=I1/IS
463  DF=1
465  PRINT "Fator de deslocamento = "DF
470  PRINT "Fator de potência = "PF
500  END
```

********* PROG-2 *********

```
5    CLS
10   REMS "PROG-2"
30   DIM SL(50), C(50), X(90), Y(90), ALFA(50), ALFAD(50), B(100)
40   REM AC-DC CONVERTER WITH SINUSOIDAL PWM
```

```
50   PRINT "Qual é o número de pulsos por semiciclo ?"
60   INPUT NP
70   PRINT "O índice de modulação é menor que 1 ?"
80   INPUT AMF
82   PRINT "Listar os coeficientes de Fourier? '1' para SIM e '2' para NÃO."
83   INPUT NC
84   PRINT "O componente harmônico desejado, de mais alta ordem, é menor
     que 100 "
85   INPUT NM
87   CLS
90   PI=4!*ATN(1!)
95   PRINT Figura 5.17"
97   PRINT "Eletrônica de Potência, Muhammad H. Rashid, 1993 - Direitos Autorais
     Reservados"
98   PRINT "Figura 5.17 Conversor CA-CC com PWM senoidal"
100  NS=2*NP
102  TOL=.001
104  FOR M=1 TO NS
106  SL(M)=((-1)^M)*NS/PI
108  NEXT M
109  FOR M=1 TO NS STEP 2
110  C(M)=M
111  NEXT M
112  FOR M=2 TO NS STEP 2
113  C(M)=-(M-1)
114  NEXT M
116  Y(1)=AMF
118  X(1)=PI/2
119  FOR M=1 TO NS
120  FOR I=1 TO 50
122  K=I+1
124  X(K)=(Y(I)-C(M)/SL(M)
126  Y(K)=AMF*SIN(X(K))
128  XX=ABS(X(K)-X(K-1))
130  IF XX<TOL THEN 134
132  NEXT I
134  ALFA(M)=X(I)
136  NEXT M
138  FOR M=1 TO NS
140  ALFAD(M)=ALFA(M)*180/PI
142  NEXT M
220  VMAX=1
230  V=0
240  FOR M=1 TO NS STEP 2
```

```
250  V=(COS(ALFA(M))-COS(ALFA(M+1)))+V
260  NEXT M
270  VDC=(VMAX/PI)*V/SQR(2)
290  AN=0
300  IA=1
310  FOR N=1 TO NM
320  D=0
330  FOR M=1 TO NS STEP 2
340  D=(COS(N*ALFA(M))-COS(N*ALFA(M+1)))+D
350  NEXT M
360  B(N)=(2*IA/(N*PI))*D
365  IF NC=1 THEN PRINT "B("N") = "B(N)
380  NEXT N
381  PRINT "Número de pulsos por semiciclo = "NP
382  PRINT "Índice de modulação = "AMF
384  FOR M=1 TO NS
386  PRINT "'"M" em graus = "ALFAD(M)
387  NEXT M
388  PRINT "Tensão média de saída em % da tensão eficaz de entrada = "VDC*100
390  I1=B(1)/SQR(2)
400  PRINT "Corrente eficaz fundamental de entrada em % da corrente média da
     carga = "I1*100
405  SUM=0
410  FOR N=1 TO NM
420  SUM=SUM+B(N)*B(N)/2
430  NEXT N
440  IS=SQR(SUM)
450  PRINT "Corrente eficaz de entrada em % da corrente média dA carga = "IS*100
460  PF=I1/IS
463  DF=1
465  PRINT "Fator de deslocamento = "DF
470  PRINT "Fator de potência =" PF
500  END
```

********* PROG-3 *********

```
2    CLS
3    PRINT "Exemplo 6.4"
4    PRINT "Eletrônica de potência, Muhammad H. Rashid, 1993 - Direitos Autorais
     Reservados"
5    INPUT "ÂNGULO DE DISPARO EM GRAUS ? ", ALP1
10   ALP=ALP1*3.1415927#/180
15   INPUT "ENTRE COM O VALOR EFICAZ DA TENSÃO DE ENTRADA ? ", VS
20   INPUT "ENTRE COM O VALOR DA FREQÜÊNCIA DE ENTRADA EM HZ ? ", F
30   INPUT "ENTRE COM O VALOR DA RESISTÊNCIA DE CARGA EM j ? ", R
40   INPUT "ENTRE COM O CALOR DA INDUTÂNCIA DE CARGA EM mH ? ", L
```

```
42    PI=4*ATN(1!)
45    W=2*PI*F
50    XL=W*L*.001
55    PRINT "IMPEDÂNCIA DA INDUTÂNCIA DA CARGA = ", XL
105   PH=ATN(XL/R)
110   PH1=180*PH/PI
120   PRINT "ÂNGULO DA CARGA = ", PH1
130   DELB=.25
140   DB=DELB*PI/180
152   BET1=PH
170   N=1
180   Y1=(R/XL)*(ALP-BET1)
190   Y2 = EXP (Y1)
195   YX=SIN(ALP-PH)
200   Y3=Y2*YX
210   Y4=SIN(BET1-PH)
215   N=N+1
217   IF N=1000 THEN 360
220   YY=ABS(ABS(Y3)-ABS(Y4))
222   IF YY<.001 THEN 360
230   BET1=BET1+DB
245   IF Y4<0 THEN Y4=0
250   GOTO 180
360   BET=180*BET1/PI
365   PRINT "ÂNGULO DE EXTINÇÃO = ", BET
380   J=0
384   DEL=(BET1-ALP)/180
390   SUM=0
400   SUMM=0
402   L=L*.001
410   WT=ALP+DEL*J
420   T=WT/W
430   X=-T+ALP/W
440   X=X*R/L
450   X1=EXP(X)
460   X2=SIN(ALP-PH)
470   X3=X2*X1
480   X4=SIN(WT-PH)
490   X5=X4-X3
495   IF X5<0 THEN X5=0
500   XX=X5*X5
510   YY=X5
540   SUM=SUM+XX
550   SUMM=SUMM+YY
```

```
555  J=J+1
560  IF WT>BET1 THEN 800
570  IF WT=BET1 THEN 800
580  GOTO 410
800  SUM=SUM*DEL/PI
810  SUMM=SUMM*DEL/PI
811  SUMM=SUMM/SQR(2)
820  Y1=R*R+XL*XL
830  Y1=SQR(Y1)
840  IR=(VS/Y1)*SQR(SUM)
850  ID=(VS/Y1)*SUMM
860  PRINT "IR = ", IR, "ID = ", ID
870  X=BET1-ALP+.5*SIN(2*ALP)-.5*SIN(2*BET1)
872  IF X>0 THEN 880
875  PRINT "INDUTÂNCIA MUITO BAIXA"
880  VO=VS*SQR(X/PI)
890  PRINT "VALOR EFICAZ DA TENSÃO DE SAÍDA = ", VO
900  PO=2*IR*IR*R
905  PRINT "Potência de saída = ", PO
910  PF=PO/(VS*IR*SQR(2))
920  PRINT "Fator de potência = ", PF
930  END
```

********* PROG-4 *********

```
5    CLS
8    PRINT "Exemplo 6.7"
9    PRINT "Eletrônica de potência, Muhammad H. Rashid, 1993 - Direitos Autorais
     Reservados"
10   PRINT "ENTRE COM O VALOR EFICAZ DA TENSÃO DE LINHA ? ", VS
30   INPUT "ENTRE COM O VALOR DA RESISTÊNCIA DA CARGA, POR FASE, EM j ?", R
45   INPUT "ÂNGULO DE DISPARO EM GRAUS ? ", ALP1
70   X=4*ATN(1!)
80   ALP=ALP1*X/180
90   IM=SQR(2)*VS/R
91   AX=X-ALP+SIN(2*ALP)/2
92   VO=VS*SQR(AX/X)
93   PRINT "TENSÃO DE SAÍDA A PARTIR DA Eq. (6.35) ", VO
100  NS=360
110  DEL=X/NS
120  SUM=0
122  SUA=0
124  SUC=0
130  J=0
138  T1=ALP
```

```
139  IF T1>X/3 OR T1=X/3 THEN T1=X/3
140  Y=DEL*J
150  IA=0
155  IC=IM*SIN(Y-4*X/3)
156  IF ALP>2*X/3 AND Y<(X-ALP) THEM IC=0
158  YY=IA-IC
160  SUM=SUM+YY*YY
162  SUA=SUA+IA*IA
164  SUC=SUC+IC*IC
170  J=J+1
180  IF Y>T1 OR Y=T1 THEN 300
200  GOTO 140
300  T2=X/3
320  Y=DEL*J
322  IA=IM*SIN(Y)
324  IC=IM*SIN(Y-4*X/3)
330  YY=IA-IC
340  SUM=SUM+YY*YY
342  SUA=SUA+IA*IA
344  SUC=SUC+IC*IC
350  J=J+1
360  IF Y>T2 OR Y=T2 THEN 400
370  GOTO 320
400  T3=ALP+X/3
405  Y=DEL*J
410  IA=IM*SIN(Y)
411  IF ALP>X/3 AND Y<ALP THEN IA=0
412  IC=0
416  YY=IA-IC
420  SUM=SUM+YY*YY
422  SUA=SUA+IA*IA
424  SUC=SUC+IC*IC
430  J=J+1
440  IF Y>T3 OR Y=T3 THEN 500
450  IF Y>X OR Y=X THEN 500
460  GOTO 405
500  T4=X
510  Y=DEL*J
512  IA=IM*SIN(Y)
514  IC=IM*SIN(Y-4*X/3)
520  YY=IA-IC
530  SUM=SUM+YY*YY
532  SUA=SUA+IA*IA
534  SUC=SUC+IC*IC
```

```
540  J=J+1
550  IF Y>T4 OR Y=T4 THEN 600
560  IF Y>X OR Y=X THEN 600
570  GOTO 510
600  PRINT "NÚMERO DE AMOSTRAS = ", J
620  IA=SQR(SUA/J)
625  PRINT "VALOR EFICAZ DA FASE A = ", IA
630  IC=SQR(SUC/J)
635  PRINT "CORRENTE EFICAZ DA FASE C = ", IC
640  IL=SQR(SUM/J)
645  PRINT "VALOR EFICAZ DA CORRENTE NA FASE A = ", IL
648  VO=IA*R
649  PRINT "VALOR EFICAZ DA TENSÃO DE FASE DE SAÍDA = ", VO
650  PO=IA*IA*R*3
660  PRINT "POTÊNCIA DE SAÍDA ", PO
670  VA=3*VS*IA
680  PRINT "POTÊNCIA APARENTE = ", VA
690  PF=PO/VA
700  PRINT "FATOR DE POTÊNCIA = ", PF
900  END
```

********* PROG-5 *********

```
5    CLS
10   REM "PROG-5"
30   DIM ALFAM(20), ALFAD(20), BN(100), AN(100), V(100)
40   REM UNIFORM PWM ANGLE CALCULATION
50   PRINT "Qual é o número de pulsos por semiciclo ?"
60   INPUT NP
65   PRINT "Listar os coeficientes de Fourier? '1' para SIM e '2' para NÃO "
70   INPUT NC
75   PRINT "O componente harmônico desejado, de mais alta ordem, é menor que 100 "
80   INPUT NM
82   PRINT "O índice de modulação é menor que 1 ?"
85   INPUT AMF
87   CLS
89   AMF=1.0*NM
90   PI=4!*ATN(1!)
97   PRINT "Eletrônica de potência, Muhammad H. Rashid, 1993 - Direitos Autorais
     Reservados"
98   PRINT "Figura 10.13 - Inversor com PWM uniforme"
100  DELTA=(PI/NP)*AMF
105  DELTAD=DELTA*180/PI
110  CENTR=(PI/NP)/2
120  ALFAM(1)=CENTR-DELTA/2
```

```
130  ALFAD(1)=ALFAM(1)*180/PI
170  FOR M=2 TO NP
180  ALFAM(M)=ALFAM(1)+(PI/NP)*(M-1)
190  ALFAD(M)=ALFAM(M)*180/PI
210  NEXT M
220  VS=1!
225  FOR N=1 TO NM STEP 2
230  A=0
234  B=0
240  FOR M=1 TO NP
250  B=SIN(N*(ALFAM(M)+DELTA/2))-SIN(N*(PI+ALFAM(M)+DELTA/2))+B
253  A=COS(N*(ALFAM(M)+DELTA/2))-COS(N*(PI+ALFAM(M)+DELTA/2))+A
260  NEXT M
265  AN(N)=0
270  BN(N)=((2*VS/(N*PI))*SIN(N*DELTA/2))*B
272  V(N)=SQR(AN(N)*AN(N)+BN(N))/SQR(2)
273  IF NC=1 THEN PRINT " AN("N") = "AN(N), "BN("N") = "BN(N), "V("N") = "V(N)
275  NEXT N
381  PRINT "Número de pulsos por semiciclo = "NP
382  PRINT "Índice de modulação = "AMF
383  PRINT "Pulsos de larguras iguais em graus k = "DELTAD
384  FOR M=1 TO NP
386  PRINT "'" M" em graus = "ALFAD(M)
387  NEXT M
388  PRINT "Tensão eficaz fundamental de saída em % da tensão média de
     entrada = "V(1)*100
390  VX=VS*SQR((NP*DELTAD)/180)
400  PRINT "Tensão eficaz de saída em % da tensão média de entrada = " VX*100
410  HF=(SQR(VX*VX-V(1)*V(1)))/V(1)
420  PRINT "Fator harmônico em % = " HF*100
425  SUM=0
430  FOR N=2 TO NM
440  SUM=SUM+(V(N)/(N^2))^2
450  NEXT N
460  DF=SQR(SUM)/V(1)
465  PRINT "Fator de distorção em % = " DF*100
500  END
```

********* PROG-6 *********

```
5    CLS
10   REM "PROG-6"
30   DIM SL(25), C(25), V(100), Y(90), X(90), ALFA(25), ALFAD(25), AN(50), BN(50)
40   REM SPWM ANGLE CALCULATION
50   PRINT "Qual é o número de pulsos por semiciclo ?"
```

```
60   INPUT NP
70   PRINT "O índice de modulação é menor que 1 ?"
80   INPUT NM
82   PRINT "Listar os coeficientes de Fourier?" '1' para SIM e '2' para NÃO "
83   INPUT NC
84   PRINT "O componente harmônico desejado, de mais alta ordem, é menor que 100"
87   CLS
89   AMF=1.0*NM
90   PI=4!*ATN(1!)
97   PRINT "Eletrônica de potência, Muhammad H. Rashid, 1993 - Direitos Autorais
     Reservados"
98   PRINT "Figura 10.15 - Inversor com PWM"
100  NS=2*NP
105  TOL=.0001
110  FOR M=1 TO NS
115  SL(M)=((-1)^M)*((NS+2)/PI)
120  NEXT M
121  FOR M=1 TO NS STEP 2
122  C(M)=M+1
124  NEXT M
125  FOR M=2 TO NS STEP 2
130  C(M)=-M
135  NEXT M
140  Y(1)=AMF
145  X(1)=PI/2
150  FOR M=1 TO NS
155  FOR I=1 TO 90
160  K=I+1
165  X(K)=(Y(I)-C(M))/SL(M)
170  Y(K)=AMF*SIN(X(K))
175  XX=ABS(X(K)-X(K-1))
180  IF XX<TOL THEN GOTO 190
185  NEXT I
190  ALFA(M)=X(I)
195  NEXT M
200  FOR M=1 TO NP
202  ALFAM(M)=ALFA(2*M-1)
204  DELTAM(M)=ALFA(2*M)-ALFA(2*M-1)
206  ALFAD(M)=ALFAM(M)*180/PI
208  DELTAD(M)=DELTAM(M)*180/PI
218  NEXT M
220  VS=1
225  FOR N=1 TO NM STEP 2
230  A=0
```

```
234  B=0
240  FOR M=1 TO NP
250  X=SIN(N*(ALFAM(M)+DELTAM(M)/2))-SIN(N*(PI+ALFAM(M)+DELTAM(M)/2))
251  B=SIN(N*DELTAM(M)/2)*X+B
255  Y=COS(N*(ALFAM(M)+DELTAM(M)/2))-COS(N*(PI+ALFAM(M)+DELTAM(M)/2))
256  A=0
260  NEXT M
265  AN(N)=((2*VS)/(N*PI))*A
270  BN(N)=((2*VS)/(N*PI))*B
272  V(N)=SQR(AN(N)*AN(N)+BN(N)*BN(N))/SQR(2)
273  IF NC=1 THEN PRINT "AN("N") = "AN(N), "BN("N") = "BN(N), "V("N") = "V(N)
275  NEXT N
381  PRINT "Número de pulsos por semiciclo = "NP
382  PRINT "Índice de modulação = "AMF
383  PRINT "Pulsos de larguras diferentes em graus"
384  FOR M=1 TO NP
386  PRINT "'" M" em graus = "ALFAD(M), "k"M" em graus = "DELTAD(M)
387  NEXT M
388  PRINT "Tensão eficaz fundamental de saída em % da tensão média de
     entrada = "V(1)*100
389  VX=0
390  VS=1
391  FOR M=1 TO NP
392  VX=DELTAM(M)+VX
394  NEXT M
396  VX=VS*SQR(VX/PI)
400  PRINT "Tensão eficaz de saída em % da tensão média de entrada = "VX*100
408  HF=(SQR(VX*VX-V(1)*V(1)))/V(1)
420  PRINT "Fator harmônico em % = " HF*100
425  SUM=0
430  FOR N=2 TO NM
440  SUM=SUM+(V(N)/(N^2))^2
450  NEXT N
460  DF=SQR(SUM)/V(1)
465  PRINT "Fator de distorção em % = " DF*100
500  END
```

********* PROG-7 *********

```
5    CLS
10   REM "PROG-7"
30   DIM SL(25), C(25), V(100), Y(90), X(90), ALFA(25), ALFAD(25), AN(50), BN(50)
40   REM SPWM ANGLE CALCULATION
50   PRINT "Qual é o número de pulsos nos primeiros 60 graus ?"
60   INPUT NP
```

```
70   PRINT "O índice de modulação é menor que 1 ?"
80   INPUT NM
82   PRINT "Listar os coeficientes de Fourier?" '1' para SIM e '2' para NÃO "
83   INPUT NC
84   PRINT "O componente harmônico desejado, de mais alta ordem, é menor que 100 "
87   CLS
89   AMF=1.0*NM
90   PI=4!*ATN(1!)
97   PRINT "Eletrônica de potência, Muhammad H. Rashid, 1993 - Direitos Autorais
     Reservados"
98   PRINT "Figura 10.18 - Inversor com PWM modificada"
100  NS=2*NP
105  TOL=.0001
110  FOR M=1 TO NS
115  SL(M)=((-1)^M)* (3*(NS+1)/PI)
120  NEXT M
121  FOR M=1 TO NS STEP 2
122  C(M)=M+1
124  NEXT M
125  FOR M=2 TO NS STEP 2
130  C(M)=-M
135  NEXT M
136  NAT=2*NS+2
138  NPT=NAT/2
140  Y(1)=AMF
145  X(1)=PI/2
150  FOR M=1 TO NS
155  FOR I=1 TO 90
160  K=I+1
165  X(K)=(Y(I)-C(M))/SL(M)
170  Y(K)=AMF*SIN(X(K))
175  XX=ABS(X(K)-X(K-1))
180  IF XX<TOL THEN GOTO 184
182  NEXT I
184  ALFA(M)=X(I)
186  NEXT M
188  ALFA(NS+1)=PI/3
190  ALFA(NS+2)=2*PI/3
192  NAS=NS+1
194  FOR M=NAS TO NAT
195  J=NAT-M+1
196  ALFA(M)=PI-ALFA(J)
198  NEXT M
200  FOR M=1 TO NPT
```

```
202  ALFAM(M)=ALFA(2*M-1)
204  DELTAM(M)=ALFA(2*M)-ALFA(2*M-1)
206  ALFAD(M)=ALFAM(M)*180/PI
208  DELTAD(M)=DELTAM(M)*180/PI
218  NEXT M
220  VS=1
225  FOR N=1 TO NM STEP 2
230  A=0
234  B=0
240  FOR M=1 TO NPT
250  X=SIN(N*(ALFAM(M)+DELTAM(M)/2))-SIN(N*(PI+ALFAM(M)+DELTAM(M)/2))
251  B=SIN(N*DELTAM(M)/2)*X+B
255  Y=COS(N*(ALFAM(M)+DELTAM(M)/2))-COS(N*(PI+ALFAM(M)+DELTAM(M)/2))
256  A=0
260  NEXT M
265  AN(N)=((2*VS)/(N*PI))*A
270  BN(N)=((2*VS)/(N*PI))*B
272  V(N)=SQR(AN(N)*AN(N)+BN(N)*BM(N))/SQR(2)
273  IF NC=1 THEN PRINT "AN("N") = "AN(N), "BN("N") = "BN(N), "V("N") = "V(N)
275  NEXT M
381  PRINT "Número de pulsos por semiciclo = "NPT
382  PRINT "Índice de modulação = "AMF
384  PRINT "Os ângulos (em graus) são "
385  FOR M=1 TO NPT
386  PRINT "'" M" em graus = "ALFAD(M), "k"M" em graus = "DELTAD(M)
387  NETX M
388  PRINT "Tensão eficaz fundamental de saída em % da tensão média de
     entrada = "V(1)*100
389  VX=0
390  VS=1
391  FOR M=1 TO NPT
392  VX=DELTAM(M)+VX
394  NEXT M
396  VX=VX*SQR(VX/PI)
400  PRINT "Tensão eficaz de saída em % da tensão média de entrada = " VX*100
408  HF=(SQR(VX*VX-V(1)*V(1)))/V(1)
420  PRINT "Fator harmônico em % = " HF*100
425  SUM=0
430  FOR N=2 TO NM
440  SUM=SUM+(V(N)/(N^2))^2
450  NEXT N
460  DF=SQR(SUM)/V(1)
465  PRINT "Fator de distorção em % = " DF*100
500  END
```

Apêndice G

Folhas de Dados
(*Data Sheets*)

Figura G.1

Folha de dados para o diodo *IR* do tipo *R23AF* (cortesia da International Rectifier).

Data Sheet No. PD-2.110

R23AF SERIES
800-600 VOLTS RANGE
REVERSE RECOVERY TIME 0.9 μs
300 AMP AVG HOCKEY PUK
SOFT FAST RECOVERY RECTIFIER DIODES

VOLTAGE RATINGS

VOLTAGE CODE (1)	V_{RRM}, V_R – (V) Max. rep. peak reverse and direct voltage	V_{RSM} – (V) Max. non-rep. peak reverse voltage
	T_J = –40° to 125°C	T_J = 25° to 125° C
8	800	900
6	600	700

MAXIMUM ALLOWABLE RATINGS

PARAMETER		VALUE	UNITS	NOTES	
T_J	Junction temperature	–40 to 125	°C		
T_{stg}	Storage temperature	–40 to 150	°C		
$I_{F(AV)}$	Max. av. current	300	A	180° half sine wave	
	@ Max. T_C	85	°C		
$I_{F(RMS)}$	Nom. RMS current	470	A		
I_{FSM}	Max. peek non-rep. surge current	4960	A	50Hz half cycle sine wave	Initial T_J = 125°C, rated V_{RRM} applied after surge.
		5200		60Hz half cycle sine wave	
		5900		50Hz half cycle sine wave	Initial T_J = 125°C, no voltage applied after surge.
		6180		60 Hz half cycle sine wave	
I^2t	Max. I^2t capability	124	kA^2s	t = 10ms	Initial T_J = 125°C, rated V_{RRM} applied after surge.
		113		t = 8.3ms	
		175		t = 10ms	Initial T_J = 125°C, no voltage applied after surge.
		160		t = 8.3ms	
$I^2\sqrt{t}$	Max. $I^2\sqrt{t}$ capability	1750	$kA^2\sqrt{s}$	Initial T_J = 125°, no voltage applied afetr surge. I^2t for time $t_x = I^2\sqrt{t} \cdot \sqrt{t_x}$. $0.1 \le t_x \le 10ms$.	
F	Mounting force	4450(1000) ± 10%	N(lbf)		

R23AF SERIES
800-600 VOLTS RANGE

Figura G.1

Folha de dados para o diodo *IR* do tipo *R23AF* (cortesia da International Rectifier). (*continuação*)

CHARACTERISTICS

	PARAMETER	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS	TEST CONDITIONS
V_{FM}	Peak forward voltage	----	1.50	1.63	V	Initial T_J = 25°C, 50-60Hz half sine, I_{peak} = 940A.
$V_{F(TO)1}$	Low-Level thereshold	----	----	0.962	V	T_J = 125°C Av. power = $V_{F(TO)} \cdot I_{F(AV)} + r_F \cdot (I_{F(RMS)})^2$ Use Low Level values for $I_{FM} \leq \pi$ rated $I_{F(AV)}$
$V_{F(TO)2}$	High-Level thereshold	----	----	1.30		
r_{F1}	Low-Level resistance	----	----	0.657	mΩ	
r_{F2}	High-Level resistance	----	----	0.353		
t_{rr}	Reverse recovery time					
	"A" suffix	----	0.9	----	μs	T_J = 125°C, I_{FM} = 750A. di_R/dt = 25A/μs for sinusoidal pulse.
	"B" suffix	----	1.1	----		
t_{rr}	Reverse recovery time					
	"A" suffix	----	----	2.20	μs	T_J = 125°C, I_{FM} = 750A. di_R/dt = 25A/μs for sinusoidal pulse.
	"B" suffix	----	----	2.50		
S	"S" Factor (t_b/t_a)					
	"A" suffix	0.59	----	----		
	"B" suffix	0.56	----	----		
$I_{RM(REC)}$	Reverse current					
	"A" suffix	----	----	33	A	
	"B" suffix	----	----	36		
Q_{RR}	Recovered charge					
	"A" suffix	----	----	37	μC	$t_{rr} = t_a + t_b$
	"B" suffix	----	----	45		
I_{RM}	Peak reverse current	----	----	35	mA	T_J = 125°C. Max. rated V_{RRM}.
R_{thJC}	Thermal resistance, junction-to-case	----	----	0.08	°C/W	DC operation, double side cooled.
		----	----	0.09	°C/W	180° sine wave, double side cooled.
		----	----	0.09	°C/W	120° rectangular wave, double side cooled.
R_{thCS}	Thermal resistance, case-to-sink	----	----	0.06	°C/W	Mtg. surface smooth, flat and greased. Single side cooled. For double side, divide value by 2.
wt	Weight	----	57(2.0)	----	g(oz.)	
	Case Style		D0-200AA		JEDEC	

Figura G.1

Folha de dados para o diodo *IR* do tipo *R23AF* (cortesia da International Rectifier). (*continuação*)

R23AF SERIES
800-600 VOLTS RANGE

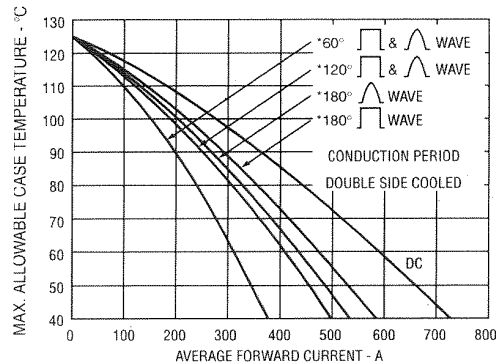



Fig. 1 - Case Temperature Ratings

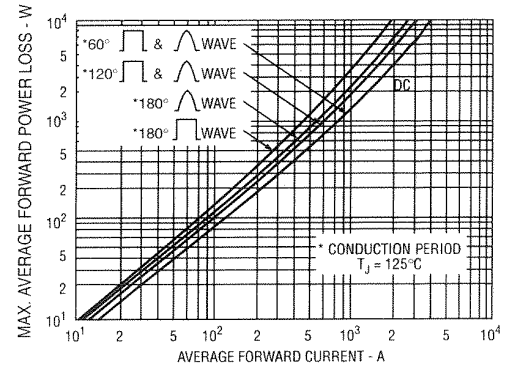



Fig. 2 - Power Loss Characteristics

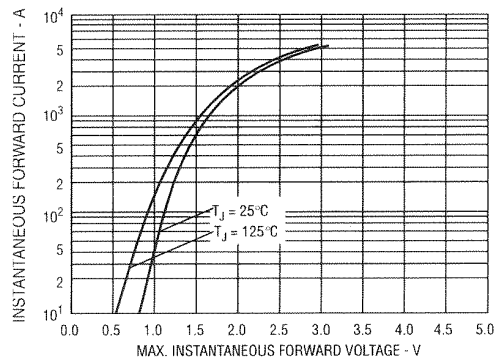



Fig. 3 - Forward Characteristics

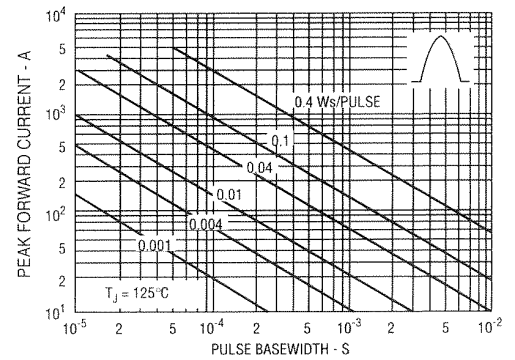



Fig. 4 - Max. Energy Loss Per Pulse — Sinusoidal Waveforms

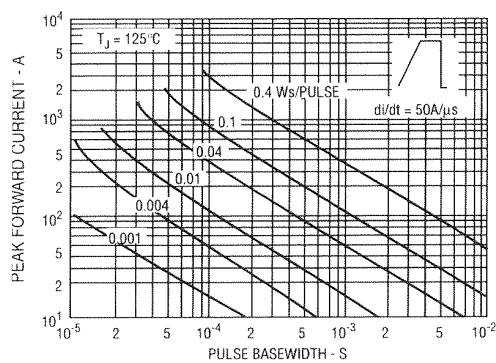



Fig. 5 - Max. Energy Loss Per Pulse — Trapezoidal Waveforms

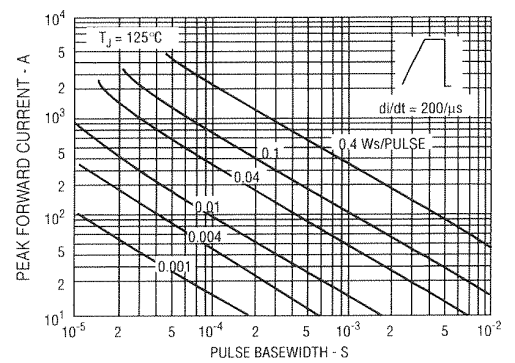



Fig. 6 - Max. Energy Loss Per Pulse — Trapezoidal Waveforms

Figura G.1

Folha de dados para o diodo *IR* do tipo *R23AF* (cortesia da International Rectifier). (*continuação*)

R23AF SERIES
800-600 VOLTS RANGE

Fig. 7 - Typical Reverse Recovery Current

Fig. 7a - Typical Reverse Recovery Current

Fig. 8 - Typical Reverse Charge

Fig. 8a - Typical Recovery Charge

Fig. 9 - Typical "S" Factor (t_b/t_a)

Fig. 9a - Typical "S" Factor (t_b/t_a)

Figura G.1

Folha de dados para o diodo *IR* do tipo *R23AF* (cortesia da International Rectifier). (*continuação*)

R23AF SERIES
800-600 VOLTS RANGE

Fig. 10 —Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

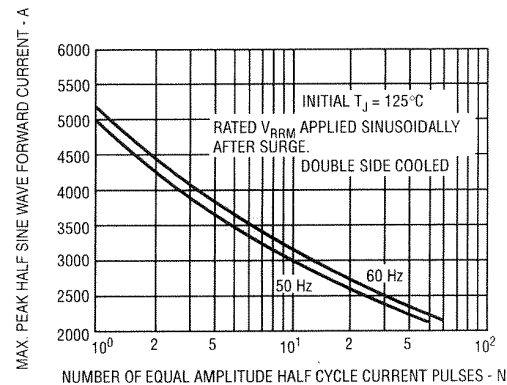



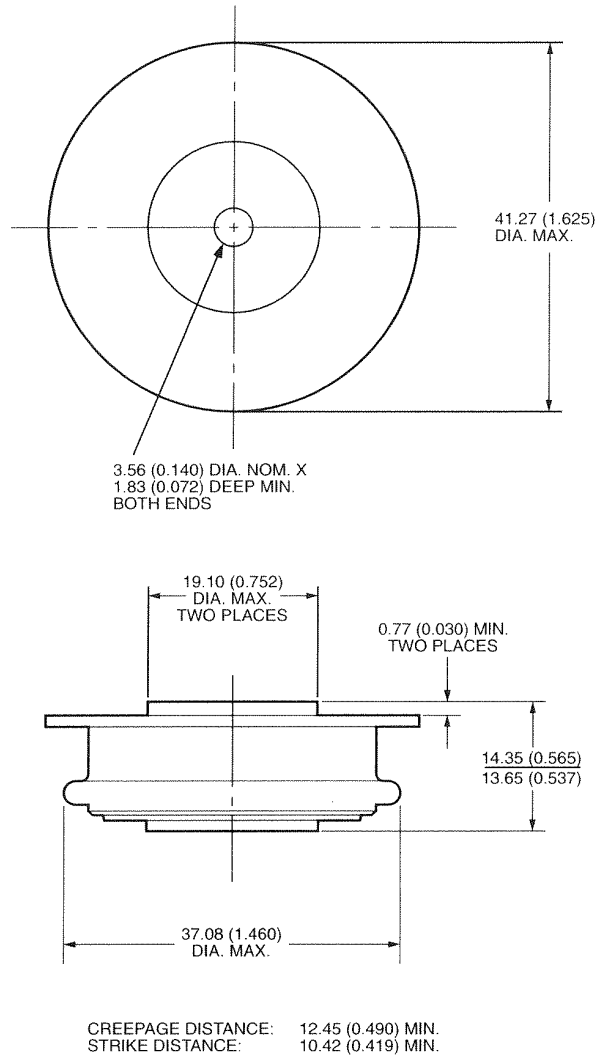
Fig. 11 —Non-Repetitive Surge Current Ratings

ORDERING INFORMATION

TYPE	VOLTAGE		RECOVERY TIME	
	CODE	V_{RRM}	CODE	t_{rr}
R23AF	8	800V	A	0.9µs
	6	600V	B	1.1µs

(1) t_{rr} is typical at 25°C.
Max. t_{rr} is guaranteed at 125°C. See table of Characteristics.

For example, for a device with trr = 0.9µs, V_{RRM} = 600V, order as R23AF6A.

R23AF SERIES
800-600 VOLTS RANGE

CREEPAGE DISTANCE: 12.45 (0.490) MIN.
STRIKE DISTANCE: 10.42 (0.419) MIN.

Conforms to JEDEC Outline DO-200AA
All Dimensions in Millimeters and (Inches)

Figura G.1

Folha de dados para o diodo *IR* do tipo *R23AF* (cortesia da International Rectifier). (*continuação*)

Figura G.2

Folha de dados para o SCR tipo *IR-S30EF, S30EFH* (cortesia da International Rectifier).

S30EF & S30EFH SERIES
800-600 VOLTS RANGE
STANDARD TURN-OFF TIME 12 μs
850 AMP RMS, RING AMPLIFYING GATE
INVERTER TYPE HOCKEY PUK SCRs

VOLTAGE RATINGS

VOLTAGE CODE (1)	V_{RRM}, V_{DRM} - (V) Max. rep. peak reverse and off-state voltage	V_{RSM} - (V) Max. non-rep. peak reverse voltage tp ≤ 5ms	NOTES
	T_J = -40° to max. rated	T_J = 25° to max. rated	
8	800	900	Gate open
6	600	700	

MAXIMUM ALLOWABLE RATINGS

PARAMETER		SERIES	VALUE	UNITS	NOTES	
TJ	Junction temperature	S3OEF	-40 to 125	°C		
		S30EFH	-40 to 140			
T_{stg}	Storage temperature	ALL	-40 to 150	°C		
$I_{T(AV)}$	Max. av. current	ALL	540	A	180° half sine wave	
	e Max. T_C	S30EF	70	°C		
		S30EFH	85			
$I_{T(RMS)}$	Nom. RMS current	ALL	850	A		
I_{TSM}	Max. peak non-repetitive surge current	ALL	8100	A	50Hz half cycle sine wave	Initial T_J = 125°C, rated V_{RRM} applied after surge.
			8500		60Hz half cycle sine wave	
			9650		50Hz half cycle sine wave	Initial T_J = 125°C, no voltage applied after surge.
			10000		60Hz half cycle sine wave	
I^2t	Max. I^2t capability	ALL	330	kA^2s	t = 10ms	Initial T_J = 125°C, rated V_{RRM} applied after surge.
			300		t = 8.3	
			465		t = 10ms	Initial T_J = 125°C, no voltage applied after surge.
			425		t = 8.3ms	
$I^2\sqrt{t}$	Max. $I^2\sqrt{t}$ capability	ALL	4650	$kA^2\sqrt{s}$	Initial T_J = 125°C, no voltage applied after surge. I^2t for time $t_x = I^2\sqrt{t} \cdot \sqrt{t_x}$. $0.1 \le t_x \le 10$ms.	
di/dt	Max. non-repetitive rate-of-rise of current	ALL	800	A/μs	T_J = 125°, $V_D = V_{DRM}$, I_{TM} = 1600A. Gate pulse: 20V, 20Ω, 10μs, 0.5μs rise time. Max. repetitive di/dt is approximately 40% of non-repetitive value.	
P_{GM}	Max. peak gate power	ALL	10	W	$t_p \le 5$ms	
$P_{G(AV)}$	Max. av. gate power	ALL	2	W		
$+I_{GM}$	Max. peak gate current	ALL	3	A	$t_p \le 5$ms	
$-V_{GM}$	Max. peak negative gate voltage	ALL	15	V		
F	Mounting force	ALL	8900 (2000) ± 10%	N(lbf)		

(1) To complete the part number, refer to the Ordering Information table.

S30EF & S30EFH SERIES
800-600 VOLTS RANGE

Figura G.2

Folha de dados para o SCR tipo *IR-S30EF, S30EFH* (cortesia da International Rectifier). (*continuação*)

CHARACTERISTICS

	PARAMETER	SERIES	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS	TEST CONDITIONS
T_J	Peak on-state voltage	ALL	—	2.15	2.23	V	Initial T_J = 25°C, 50-60Hz half sine, I_{peak} = 1700A.
$V_{T(TO)1}$	Low-Level threshold	ALL	—	—	1.24	V	T_J = max. rated Av. power = $V_{T(TD)} \cdot I_{T(AV)} + r_T \cdot (I_{T(RMS)})^2$
$V_{T(TO)2}$	High-Level threshold		—	—	1.56		
r_{T1}	Low-Level resistance	ALL	—	—	0.57	mΩ	Use Low Level value for $I_{TM} \leq \pi$ rated $I_{T(AV)}$
r_{T2}	High-Level resistance		—	—	0.41		
I_L	Latching current	ALL	—	270	—	mA	T_C = 25°C, 12V anode. Gate pulse: 10V, 20Ω, 100µs.
I_H	Holding current	ALL	—	90	500	mA	T_C = 25°C, 12V anode. Initial IT = 10A.
t_d	Delay Time	ALL	—	0.5	1.5	µs	T_C = 25°C, VD = rated V_{DRM}, 50A resistive load. Gate pulse: 10V, 20Ω, 10µs, 1µs rise time.
t_q	Turn-off time						
	"A" suffix	S30EF	—	—	12	µs	T_J = max. rated. I_{TM} = 500A, di_R/dt = 25A/µs, V_R = 50V, dv/dt = 200V/µs Lin. to 80% V_{DRM}. Gate: 0V, 100Ω.
	"B" suffix	S30EF/H	—	—	15		
$t_{q(diode)}$	Turn-off time with feedback diode						
	"A" suffix	S30EF	—	—	15	µs	T_J = max. rated. I_{TM} = 500A, di_R/dt = 25A/µs, V_R = 1V, dv/dt = 600V/µs Lin. to 40% V_{DRM}. Gate: 0V, 100Ω.
	"B" suffix	S30EF/H	—	—	20		
$I_{RM(REC)}$	Recovery current	ALL	—	47	—	A	T_J = 125°C. I_{TM} = 500A, di_R/dt = 50A/µs.
Q_{RR}	Recovery charge	ALL	—	46	—	µC	
dv/dt	Critical rate-of-rise of off-state voltage	ALL	500	700	—	V/µs	T_J = 125°C. Exp. to 100% or Lin. to 80% V_{DRM}, gate open. Higher dv/dt value available.
			1000	—	—		T_J = 125°C. Exp. to 67% V_{DRM}, gate open.
I_{RM}, I_{DM}	Peak reverse and off-state current	S30EF	—	15	40	mA	T_J = max. rated. Rated V_{RRM} and V_{DRM}, gate open.
		S30EFH	—	20	60		
I_{GT}	DC gate current to trigger	ALL	—	—	300	mA	TC = −40°C — +12V anode-to-cathode. For recommended gate drive see "Gate Characteristics" figure.
			50	70	150		TC = 25°C
V_{GT}	DC gate voltage to trigger	ALL	—	—	3.3	V	TC = −40°C
			—	1.2	2.5		TC = 25°C
V_{GD}	DC gate voltage not to trigger	ALL	—	—	0.3	V	T_C = 125°C. Max. value which will not trigger with rated V_{DRM} anode-to-cathode.
R_{thJC}	Thermal resistance, junction-to-case	ALL	—	—	0.040	°C/W	DC operation, double side cooled.
			—	—	0.050	°C/W	180° sine wave, double side cooled.
			—	—	0.053	°C/W	120° rectangular wave, double side cooled.
R_{thCS}	Thermal resistance, case-to-sink	ALL	—	—	0.040	°C/W	Mtg. surface smooth, flat and greased. Single side cooled. For double side, divide value by 2.
wt	Weight	ALL	—	85(3.0)	—	g(oz.)	
	Case Style	ALL	IR A-29				

Figura G.2

Folha de dados para o SCR tipo *IR-S30EF, S30EFH* (cortesia da International Rectifier). *(continuação)*

S30EF & S30EFH SERIES
800-600 VOLTS RANGE

Figura G.2

Folha de dados para o SCR tipo *IR-S30EF, S30EFH* (cortesia da International Rectifier). (*continuação*)

Fig. 7 — Max. Energy Loss per Pulse Trapezoidal Waveforms, di/dt = 50 A/μs

Fig. 8 — Max. Energy Loss per Pulse — Trapezoidal Waveforms, di/dt = 200 A/μs

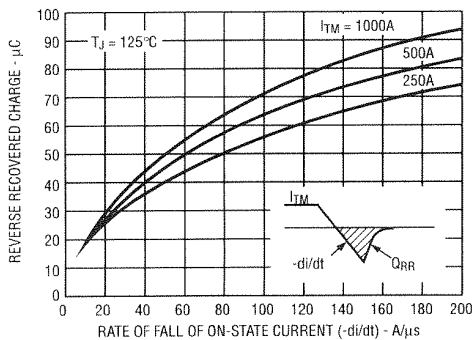



Fig. 9 — Typical Recovered Charge

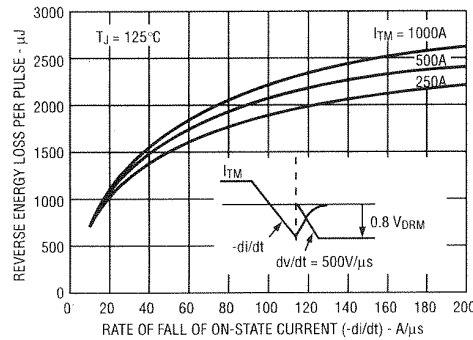



Fig. 10 — Typical Reverse Energy Losses

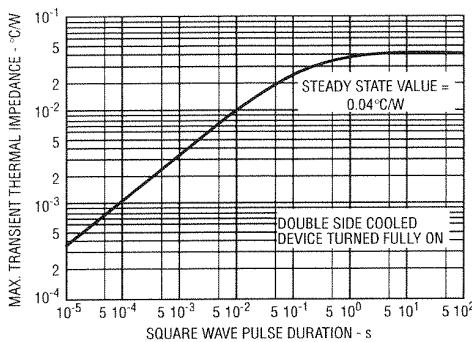



Fig. 11 — Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

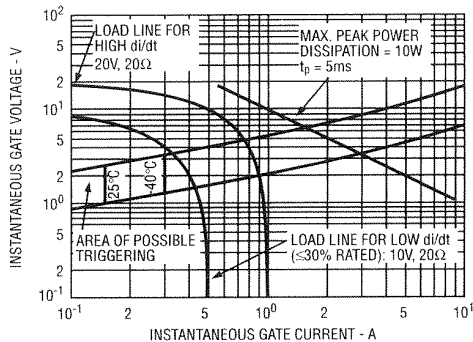



Fig. 12 — Gate Characteristics

Figura G.2

Folha de dados para o SCR tipo *IR-S30EF, S30EFH* (cortesia da International Rectifier). *(continuação)*

S30EF & S30EFH SERIES
800-600 VOLTS RANGE

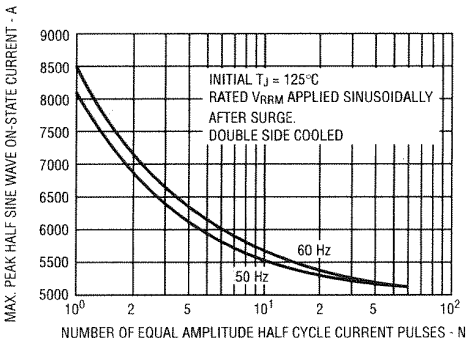



Fig. 13 — Non-Repetitive Surge Current Ratings

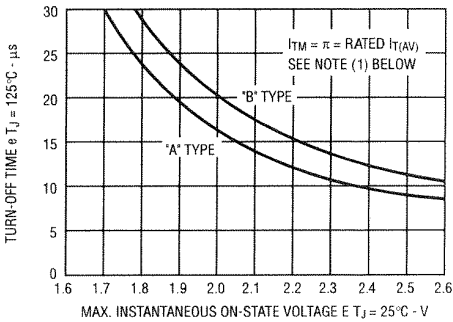



Fig. 14 — Trend for Turn-Off Time vs. On-State Voltage

(1) These curves are intended as a guideline. To specify non-standard t_q/V_{TM} contact factory.

ORDERING INFORMATION

TYPE	TEMPERATURE		VOLTAGE		TURN-OFF	
	CODE	MAX. T_J	CODE	V_{DRM}	CODE	MAX. t_q
S30EF	—	125°C	8	800V	A	12µs
	H	140°C	6	600V	B	15µs

For example, for a device with max. T_J = 125°C, V_{DRM} = 600V, max. t_q = 12µs, order as: S30EF6A.

INTERNATIONAL RECTIFIER

Figura G.3

Folha de dados para o GTO tipo *350PJT* (cortesia da International Rectifier).

350PJT SERIES

1200A I_{TGQ} Gate Turn-Off Hockey Puk SCRs

Major Ratings

		350PJT	Units
I_{TGQ}		1200	A
$I_{T(RMS)}$		550	A
$I_{T(AV)}$		350	A
@ Max. T_C		80	°C
I_{TSM}	@ 50 Hz	4500	A
	@ 60 Hz	4700	
I^2t	@ 50 Hz	101,000	A^2s
	@ 60 Hz	92,000	
I_{GT}		2	A
dv/dt		1000	V/µs
di/dt		600	A/µs
t_{gq}		15	µs
T_J		–40 to 125	°C
V_{RRM}, V_{DRM}		1000 to 1600V	V

Description/Features

The 350PJT Series og GTO (gate turn-off) thyristors is designed for power control applications such as uninterruptible power supplies (UPS), variable speed ac motor drives, etc. Since they can be turned off by a negative current pulse to the gate, devices in the 350PJT Series allow reductions in overall size, weight, cost and acoustical noise when compared to conventional thyristors that require bulky commutating circuits.

- 350A average current.
- 1200A controllable on-state current.
- Maximum turn-off time of 15 µsec.
- Critical dv/dt of 1000 V/µsec.
- Available with maximum repetive peak off-state voltage (V_{DRM}) to 1600V.

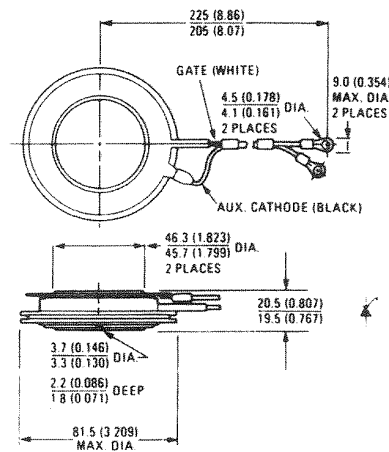
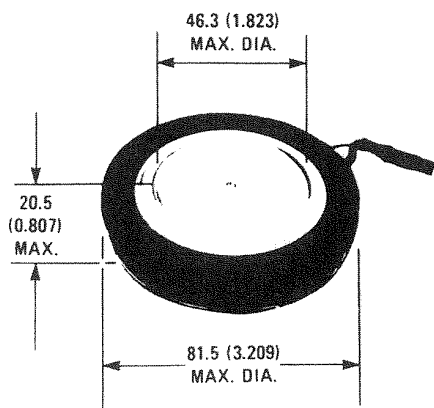



Figura G.3

Folha de dados para o GTO tipo *350PJT* (cortesia da International Rectifier). *(continuação)*

VOLTAGE RATINGS ①

Part Number	V_{RRM}, V_{DRM} - Max. Repetitive Peak Reverse and Off-State Voltage (V) ③	V_{RSM}, V_{DSM} - Max. Non-Repetitive Peak Reverse and Off-State Voltage $t_P \leq 5ms$ (V)
	T_J = -40°C TO 125°C	T_J = 25°C TO 125°C
350PJT100	1000	1200
350PJT120	1200	1400
350PJT140	1400	1600
350PJT160	1600	1750

ELECTRICAL SPECIFICATIONS

		350PJT	Units	Conditions
	ON-STATE			
$I_{T(RMS)}$	Nominal RMS on-state current	550	A	
$I_{T(AV)}$	Max. average on-state current	350	A	180° half sine wave conduction.
	@ Max. T_C	80	°C	
I_{TGO}	Max. controllable peak on-state current	1200	A	T_J = 125°C, V_{DM} = 1/2 V_{DRM}. G_{GO} = 5, C_S = 3.0 μF. ② Note: $V_S \leq$ 600V @ T_J = 25°C. $V_S \leq$ 500V @ T_J = 125°C. (V_S is the voltage spike which appears on the dynamic on-state voltage trace during fall time.)
I_{TSM}	Max. peak one cycle, non-repetitive surge current	4500	A	50 Hz half cycle sine wave or 6 ms rectangular pulse — Following any rated load condiction, and with rated V_{RRM} applied following surge. SCR turned fully on.
		4700		60 Hz half cycle sine wave or 5 ms rectangular pulse
I^2t	Max. I^2t capability for fusing	101,000	A^2s	t = 10 ms — Rated V_{RRM} applied following surge. initial $T_J \leq$ 125°C.
		92,000		t = 8.3 ms
V_{TM}	Max. peak on-state voltage	3,42	V	T_J = 25°C, $I_{T(AV)}$ = 350A (1100A peak), I_G = 4A
I_L	Typical latching current	30	A	T_J = 25°C
I_H	Typical holding current	30	A	T_J = 25°C
	BLOCKING			
dv/dt	Min. critical rate-of-rise of off-state voltage	1000	V/μs	Gate voltage = -2V — T_J = 125°C
		400		Gate-to-cathode resistance = 2Ω — V_D = 1/2 V_{DRM}
I_{DM} & I_{RM}	Max. peak off-state and reverse current	80	mA	T_J = 125°C, V_{DM} = rated V_{DRM}. Peak off-state current applies for -2V or more negative gate voltage or for gate-to-cathode resistance = 2Ω.
	SWITCHING			
di/dt	Max. repetitive rate-of-rise of turned-on current	600	A/μs	$di_G/dt \geq$ 5 A/μs, $+I_{GM} \geq$ 10A, $I_{TM} \leq$ 1200A. $V_D \leq$ 1/2 V_{DRM}.
t_{gt}	Max. turn-on time	8	μs	t_{gt} is measured from instant at which i_G = 0.1I_{GM} to instant at which v_D = 0.1V_D with resistive load. T_J = 125°C, I_T = 1200A, $+I_{GM}$ = 10A, di_G/dt = 5 A/μs, V_D = 1/2 V_{DRM}.
t_{on}	Min. permissible on-time	16	μs	t_{on} is the time necessary to ensure that all cathode islands are in conduction. T_J = 125°C, I_T = 1200A, V_D = 1/2 V_{DRM}. I_{GM} = 10A, di_G/dt = 60 A/μs.
t_{gq}	Max. gate-controlled turn-off time	15	μs	t_{gq} is measured from instant at which I_G = 24A to instant at which I_T = 120A with resistive load. T_J = 125°C. I_T = 1200A. di_G/dt = 60 A/μs. G_{GQ} = 5. ②

① Peak off-state voltages apply for - 2V or more negative gate voltage or for gate-to-cathode resistance - 2Ω.

② $G_{GO} = \frac{I_T}{\text{applied } I_{GO}}$ forced turn-off gain. IT = on-state current. Applied I_{GQ} = maximum negative gate current during turn-off interval.

③ Peak reverse voltages apply for zero or negative gate voltage.

ELECTRICAL SPECIFICATIONS (Continued)

		350PJT	Units	Conditions
	SWITCHING (continued)			
t_f	Max. fall time	1.2	μs	t_f is measured from instant at which I_T = 1080A to instant at which I_T = 120A with resistive load. T_J = 125°C, I_T = 1200A, V_D = 1/2 V_{DRM}, di_G/dt = 60 A/μs, G_{GO} = 5. ②
t_{off}	Min. permissible off-time	80	μs	toff is measured from the instant at which the turn-off pulse is applied to the gate to the earliest instant at which the GTO may be retriggered. T_J = 125°C, I_T = 1200A, di_G/dt = 60 A/μs. G_{GO} = 5. ②
	TRIGGERING			
$P_{GF(AV)}$	Max. average forward gate power	30	W	Forward gate power is produced by positive gate current, reverse gate power is produced by negative gate current.
P_{GRM}	Max. peak reverse gate power	18.000	W	$t_p \leq 5$ μs.
$P_{GR(AV)}$	Max. peak reverse gate power	80	W	
$+I_{GM}$	Max. peak positive gate power	100	A	$t_p \leq 100$ μs. Positive gate current may not be applied during reverse recovery internal.
$-I_{GM}$	Max. peak negative gate current	50	mA	T_J = 125°C, $-V_{GM}$ = rated $-V_{GRM}$, SCR blocking.
$-V_{GRM}$	Max. repetitive peak negative gate voltage	20	V	SCR blocking.
I_{GT}	Max. required DC gate current totrigger	4.6	A	T_C = -40°C — Max. required gate trigger current is the lowest value which will trigger all units with +12 volts anode-to-cathode and IT = 50A afetr triggering
		2.0		T_C = 25°C
		0.5		T_C = 125°C
V_{GT}	Max. required DC gate voltage to trigger	1.25	V	T_C = -40°C — Max. required gate trigger voltage is the lowest value which will trigger all units with +12 volts anode-to-cathode and IT = 50A afetr triggering
		1.0		T_C = 25°C

THERMAL-MECHANICAL SPECIFICATIONS

T_J	Junction operating temperature range	-40 to 125	°C	
T_{stg}	Storage temperature range	-40 to 125	°C	
R_{thJC}	Max. internal thermal resistance, junction-to-case	0.035	deg. C/W	DC operation,; double side cooled, mounting force = 11750N (2650lbf).
R_{thCS}	Thermal resistance, one pole piece to one heat dissipator	0.02	deg. C/W	Mounting surface smooth, flat and greased.
T	Mounting force Min.	10.600 (2400)	N	
	Max.	12.900 (2900)	(lbf)	
wt	Approximate weight	360 (12.7)	g (oz.)	
	Case Style	IR: A-38		

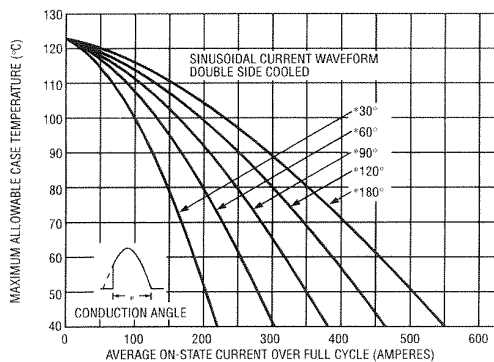



Fig. 1 —Average On-State Current Vs. Maximum Allowable Case Temperature (Sinusoidal Current Waveform)

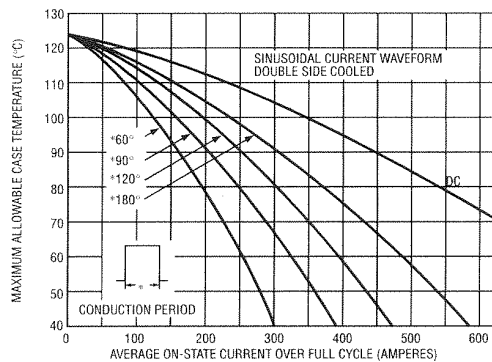



Fig. 2 — Average On-State Current Vs. Maximum Allowable Case Temperature (Rectangular Current Waveform)

Figura G.3

Folha de dados para o GTO tipo *350PJT* (cortesia da International Rectifier). *(continuação)*

Figura G.3

Folha de dados para o GTO tipo *350PJT* (cortesia da International Rectifier). (*continuação*)

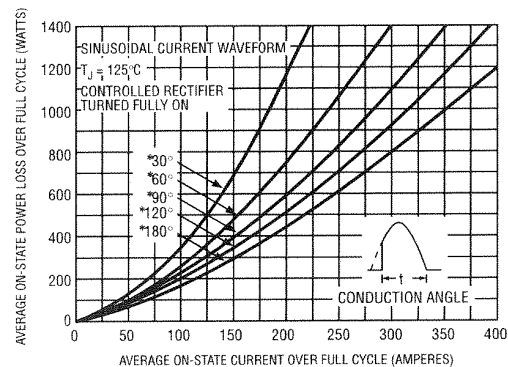



Fig. 3 — Maximum Low Level On-State Power Loss Vs. Average On-State Current (Sinusoidal Current Waveform)

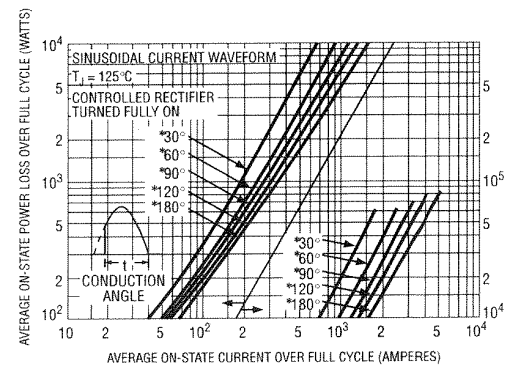



Fig. 4 — Maximum High Level On-State Power Loss Vs. Average On-State Current (Sinusoidal Current Waveform)

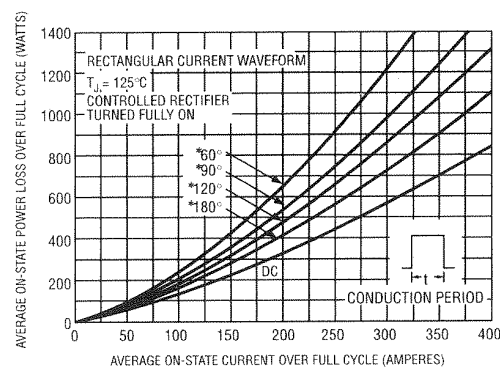



Fig. 5 — Maximum Low Level On-State Power Loss Vs. Average On-State Current (Rectangular Current Waveform)

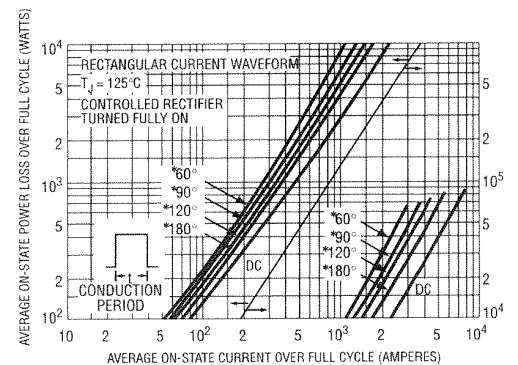



Fig. 6 — Maximum High Level On-State Power Loss Vs. Average On-State Current (Sinusoidal Current Waveform)

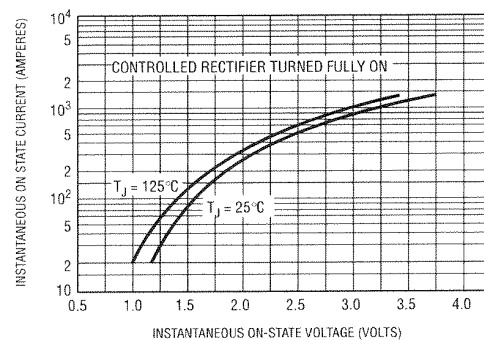



Fig. 7 — Maximum Instantaneous On-State Voltage Vs. Instantaneous On-State Current

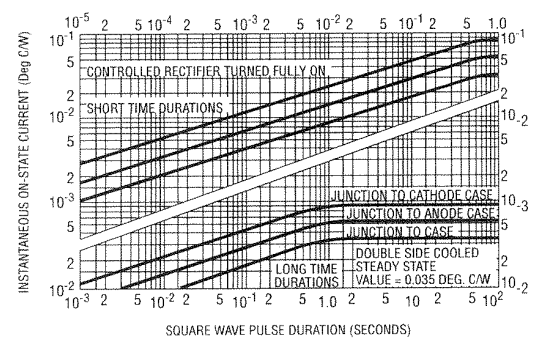



Fig. 8 — Maximum Transient Thermal Impedance Vs. Square Wave Pulse Duration

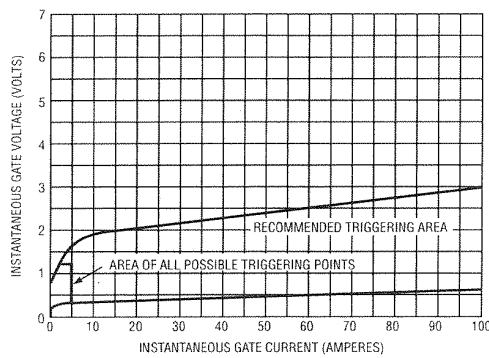



Fig. 9 — Gate Characteristcs

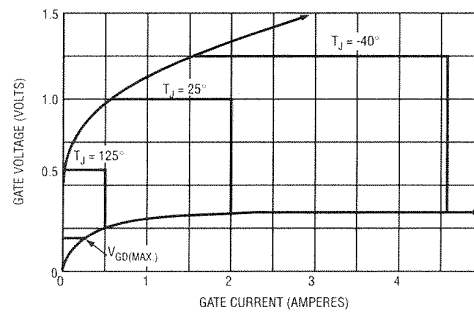



Fig. 9a —Areas of All Possible Triggering Points

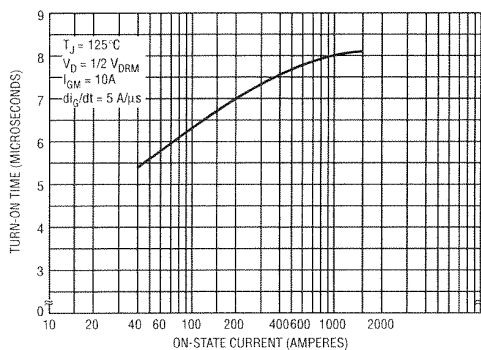



Fig. 10 — Turn-On Time Vs. On-State Current

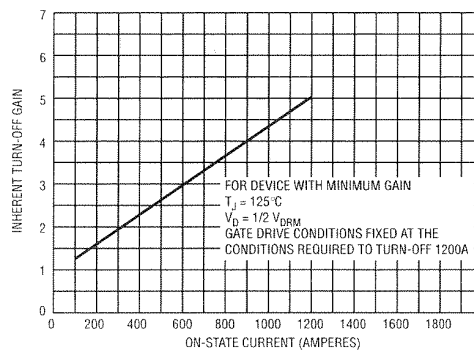



Fig. 11 —Inherent Turn-Off Gain Vs. Instantaneous On-State Current

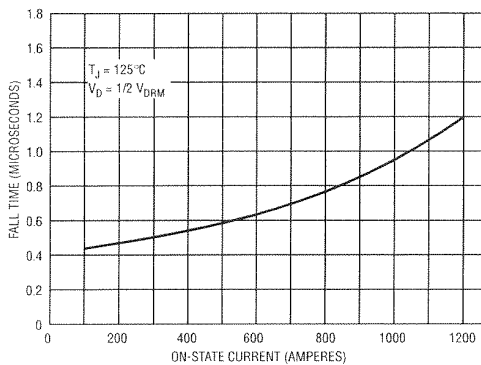



Fig. 12 — Maximum Fall Time Vs. On-State Current

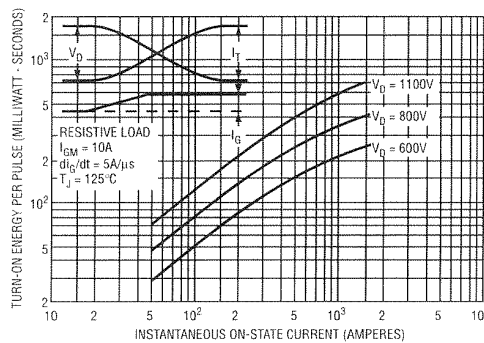



Fig. 13 — Maximum Turn-On Energy Per Pulse Vs. On-State Current

Figura G.3

Folha de dados para o GTO tipo *350PJT* (cortesia da International Rectifier). (*continuação*)

Figura G.3

Folha de dados para o GTO tipo *350PJT* (cortesia da International Rectifier). (*continuação*)

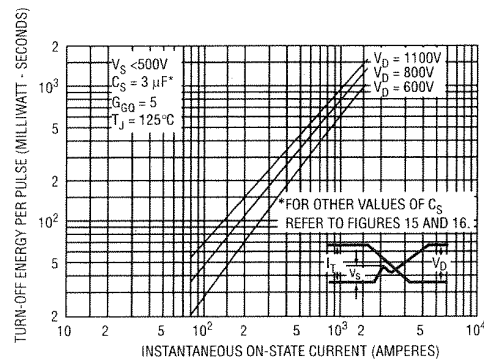



Fig. 14 — Maximum Turn-Off Energy Per Pulse Vs. On-State Current, VD = 600, 800 & 1100V; C_s = 3 μF

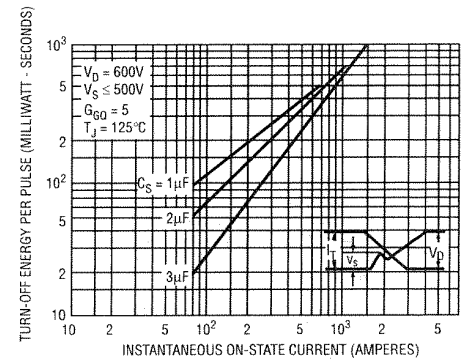



Fig. 15 — Maximum Turn-Off Energy Per Pulse vS. On-State Current, V_D = 600V; C_s =1, 2, & 3 μF

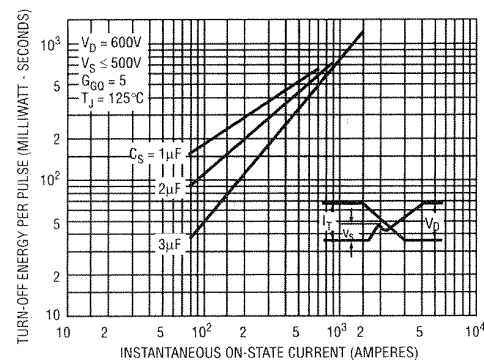



Fig. 16 — Maximum Turn-Off Energy Per Pulse vS. On-State Current, V_D = 800V; C_s =1, 2, & 3 μF

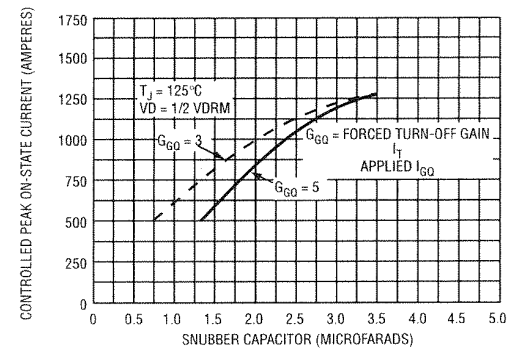



Fig. 17 — Maximum Controllable Peak On-State Current Vs. Snubber Capacitor Value

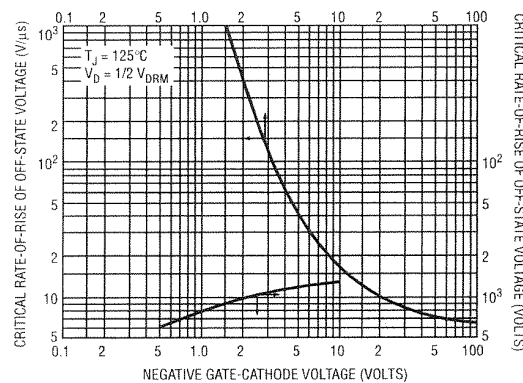



Fig. 18 — Minimum Critical Rate-of-Rise Off-State Voltage Vs. Negative Gate-Cathode Voltage and Vs. Gate-Cathode Resistance

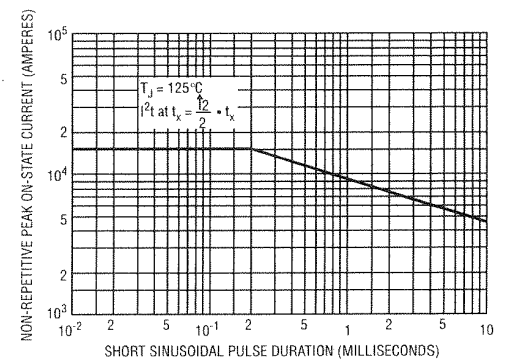



Fig. 19 — Non-Repetitive Peak On-State Current Vs. Sinusoidal Pulse Duration

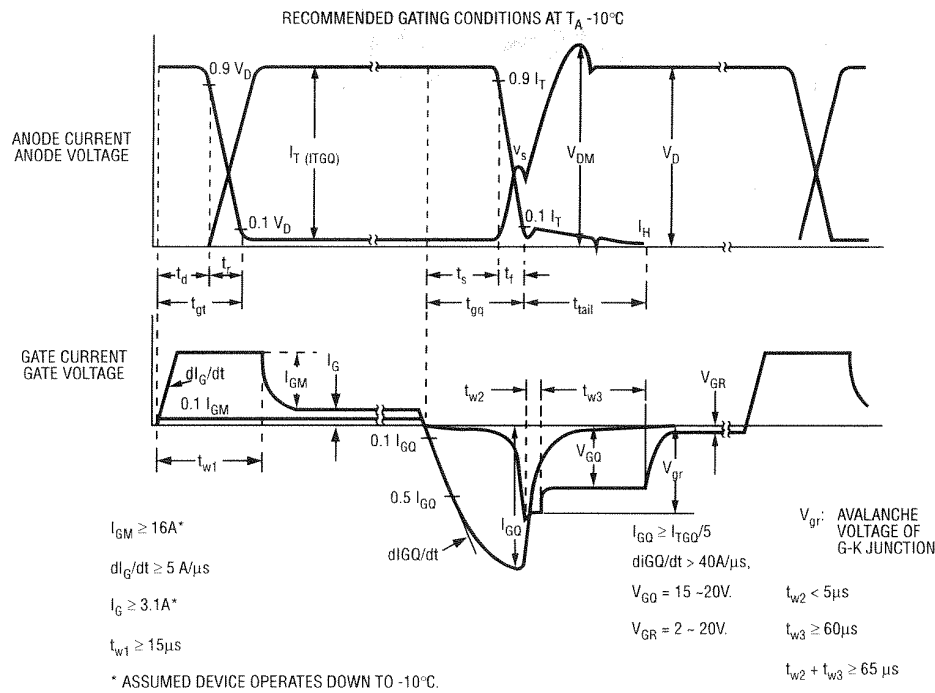



Figura G.3

Folha de dados para o GTO tipo *350PJT* (cortesia da International Rectifier). (*continuação*)

SNUBBER CAPACITOR Cs (μF)	SNUBBER RESISTOR Rs (Ω)	MINIMUM ON-TIME (μs)
3.0	10	75
	5	45
2.0	10	50
	5	30
1.5	10	38
	5	23

Fig. 20 — Recommended Gating Conditions at $T_A \geq$-10°C

Figura G.4

Folha de dados para o transistor *GE* tipo *D67DE* (cortesia da General Electric Company).

Power Darlington

150 A-PEAK UP TO 500 $V_{CEO\ (SUS)}$ & 700V_{CEV}

The General Eletric D67DE is a new High Current Power Darlington. It features collector isolation from the heat sink, an internal construction designed for stress-free operation at temperature extremes, hefty screw terminals for emitter and collector connection and quick electrical terminals for B1 and B2. The device is designed to meet UL creep, strike and isolation voltage. Major applications are for motor controls, switching power supplies and UPS systems.

UL RECOGNIZED
- Isolation- 2500 V_{RMS}
- Strike & creep for 460V systems
- File no. E60692

High Voltage: 400 — 500 $V_{CEO(SUS)}$; 500 — 700 V_{CEV}
High Current: 150 Amperes, $I_{C\ (Peak)}$
High Gain: h_{FE} 50 Minimum @ 100 Amperes I_C (h_{FE}200 typical)

absolute maximum ratings: (T_C = 25°C Unless Otherwise Specified)

		D67DE5	D67DE6	D67DE7	Units
Voltages					
Collector Emitter	V_{CEV}	500	600	700	Volts
Collector Emitter	$V_{CEO\ (SUS)}$	400	450	500	Volts
Emitter Base	V_{EBO}	←	8	→	Volts
Currents					
Collector Current (continuous)	I_C	←	100	→	Amps
Collector Current (peak)	I_C	←	150	→	Amps
Collector Current (Non-Repetitive)	I_{CSM}	←	250	→	Amps
Base Current (continuous)	I_B	←	10	→	Amps
Base Current (peak)	I_B	←	20	→	Amps
Dissipation					
Power Dissipation (T_C = 25°C)	P_D	←	312.5	→	Watts
Temperature					
Storage	T_{stg}		-40°C to +150°C		
Operating Junction	T_J		-40°C to +150°C		
Isolation Voltage	V_{ISOL}	←	2500	→	Volts (RMS)
Terminal & Mounting Torque Limits Units(1)					
Thermal Resistance	$R_{\Theta JC}$	←	.4	→	°C/W

(1) see back page for mounting considerations

electrical characteristics: (T_C = 25°C Unless Otherwise Specified)

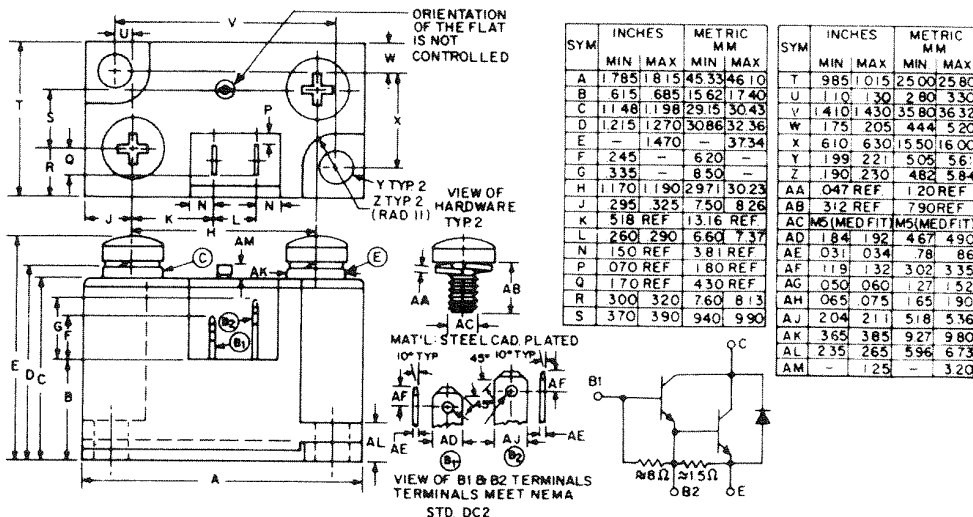
STATIC CHARACTERISTICS	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
Collector-Emitter Sustaining Voltage					
(I_C = 1A, I_{B1} = I_{B2} = 0,) –D67DE5	$V_{CEO\ (SUS)}$	400	—	—	Volts
V_{CLAMP} = V_{CEO}) –D67DE6	$V_{CEO\ (SUS)}$	450	—	—	Volts
–D67DE7	$V_{CEO\ (SUS)}$	500	—	—	Volts
Collector Cut-Off Current					
(V_{CEV} = Rated Value, —TJ = 25°C	I_{CEV}	—	—	2.5	mA
$V_{BIE\ (off)}$ = -1.5V) —TJ = 150°C	I_{CEV}	—	—	10.0	mA
Emitter-Base Cut-Off Current					
(V_{EB1} = 3.5 V, I_C = O)	I_{EBO}	—	—	500	mA

Power Transistors **D67DE**

STATIC CHARACTERISTICS CONTINUED	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
DC Current Gain					
(I_C = 150A, V_{CE} = 5V)	h_{FE}	25	90	—	
(I_C = 100A, V_{CE} = 5V)	h_{FE}	50	200	—	
(I_C = 40A, V_{CE} = 5V)	h_{FE}	100	275	—	
Collector-Emitter Saturation Voltage					
(I_C = 150A, I_B = 10A)	$V_{CE(SAT)}$	—	1.9	3.0	Volts
(I_C = 100A, I_B = 8A)	$V_{CE(SAT)}$	—	1.4	2.0	Volts
(I_C = 40A, I_B = 4A)	$V_{CE(SAT)}$	—	1.0	1.5	Volts
Base-Emitter Saturation Voltage					
(I_C = 150A, I_B = 10A)	$V_{BE(SAT)}$	—	2.75	3.5	Volts
(IC = 100A, I_B = 8A)	$V_{BE(SAT)}$	—	2.3	3.0	Volts
SWITCHING CHARACTERISTICS (Reference Figure 21, Page 474)					
Resistive (V_{CC} = 250V, I_C = 100A, I_{B1} = 5A, $-I_{B1}$ = 10A)					
Delay Time	t_d	—	.105	0.5	µs
Rise Time	t_r	—	.45	1.0	µs
Storage Time	t_s	—	3.2	5.0	µs
Fall Time	t_f	—	1.1	3.0	µs
Inductive (I_C = 100A, V_{CLAMP} = 250V, I_{B1} = 5A, $-I_{B1}$ = 10, L = 100µH)					
Storage Time	t_s	—	3.2	5.0	µs
Fall Time	t_f	—	.6	3.0	µs
Crossover Time	t_c	—	1.8	—	µs
Storage Time (T_J = 150°C)	t_s	—	5.8	—	µs
Fall Time (T_J = 150°C)	t_f	—	1.1	—	µs
Crossover Time (T_J = 150°C)	t_c	—	3.7	—	µs
DIODE CHARACTERISTICS					
Diode Forward Voltage (I_F = 100A)					
—TJ = 25°C	V_F	—	1.9	3.25	Volts
—TJ = 150°C	V_F	—	1.75	3.00	Volts
Diode Reverse Recovery Time (T_J = 25°C)					
(I_F = 100A, di/dt = 25A/µsec, R_{BIE} = .25)	t_n	—	4.5	10.0	µsec
Diode Forward Turn-on Time (T_J = 25°C)					
(I_F = 100A, di/dt = 100A/µsec)	t_{on}	—	1.7	2.5	µsec
Thermal Resistance	$R_{\Theta JC}$	—	—	0.4	°C/W

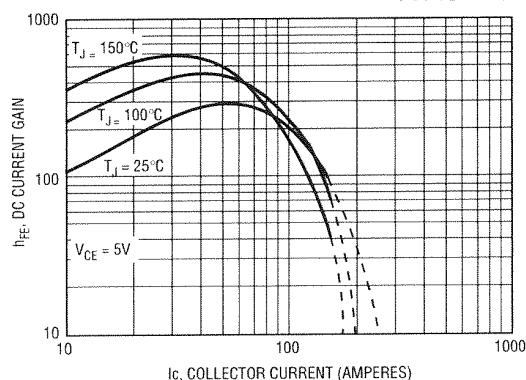
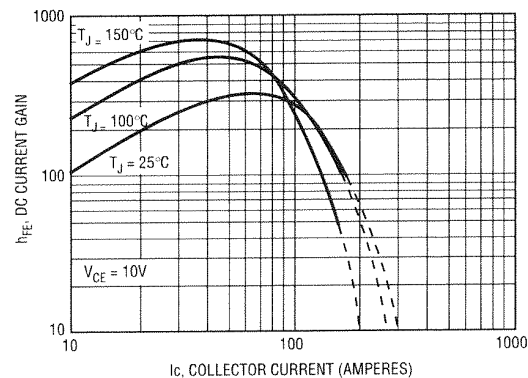
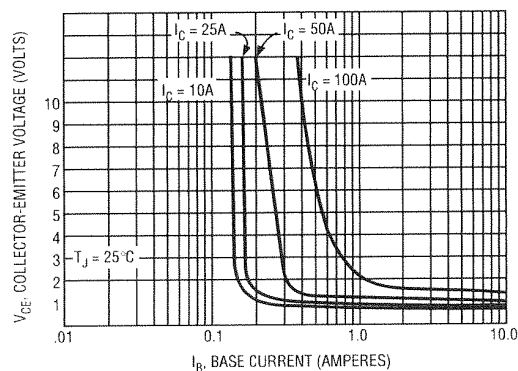
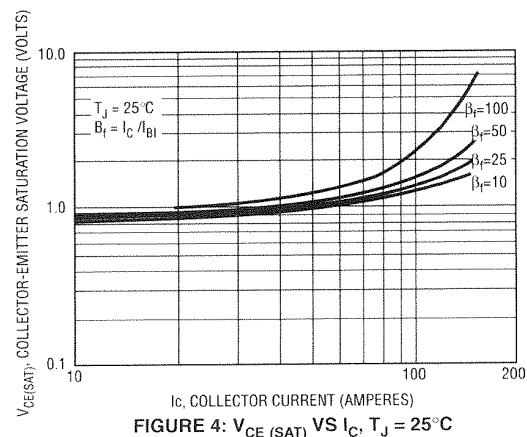
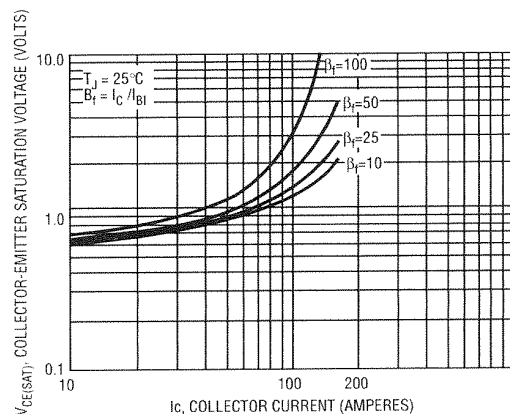
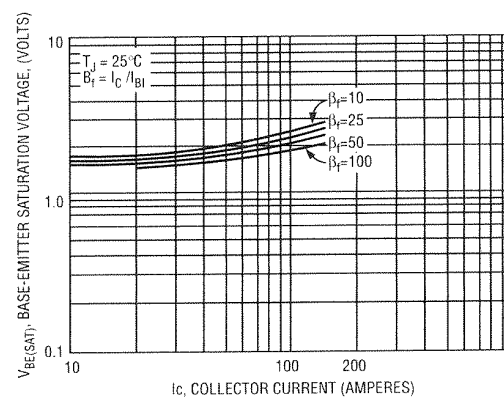
Figura G.4

Folha de dados para o transistor *GE* tipo *D67DE* (cortesia da General Electric Company). (*continuação*)

DIMENSIONAL OUTLINE

SYM	INCHES MIN	INCHES MAX	METRIC MM MIN	METRIC MM MAX
A	1.785	1.815	45.33	46.10
B	.615	.685	15.62	17.40
C	1.148	1.198	29.15	30.43
D	1.215	1.270	30.86	32.36
E	—	1.470	—	37.34
F	.245	—	6.20	—
G	.335	—	8.50	—
H	1.170	1.190	29.71	30.23
J	.295	.325	7.50	8.26
K	.518 REF		13.16 REF.	
L	.260	.290	6.60	7.37
N	.150 REF		3.81 REF	
P	.070 REF		1.80 REF	
Q	.170 REF		4.30 REF	
R	.300	.320	7.60	8.13
S	.370	.390	9.40	9.90

SYM	INCHES MIN	INCHES MAX	METRIC MM MIN	METRIC MM MAX
T	.985	1.015	25.00	25.80
U	.110	.130	2.80	3.30
V	1.410	1.430	35.80	36.32
W	.175	.205	4.44	5.20
X	.610	.630	15.50	16.00
Y	.199	.221	5.05	5.6[illegible]
Z	.190	.230	4.82	5.84
AA	.047 REF.		1.20 REF	
AB	.312 REF		7.90 REF	
AC	M5 (MED FIT)		M5 (MED FIT)	
AD	.184	.192	4.67	4.90
AE	.031	.034	.78	.86
AF	.119	.132	3.02	3.35
AG	.050	.060	1.27	1.52
AH	.065	.075	1.65	1.90
AJ	.204	.211	5.18	5.36
AK	.365	.385	9.27	9.80
AL	.235	.265	5.96	6.73
AM	—	.125	—	3.20

Figura G.4

Folha de dados para o transistor *GE* tipo *D67DE* (cortesia da General Electric Company). *(continuação)*

Power Transistors

TYPICAL CHARACTERISTICS

D67DE

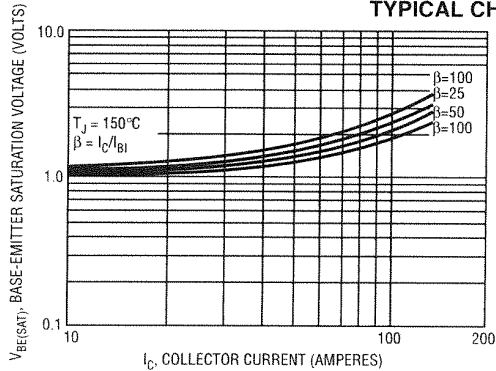



FIGURE 7: $V_{BE(SAT)}$ VS I_C, T_J = 150°C

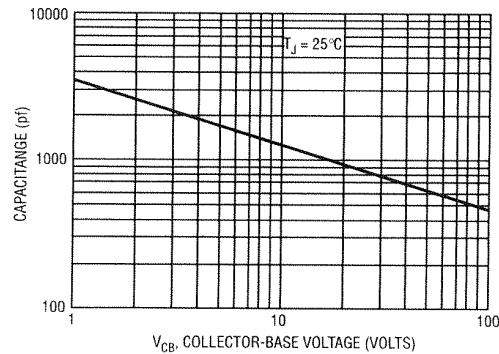



FIGURE 8: CAPACITANCE (C_{CBO})

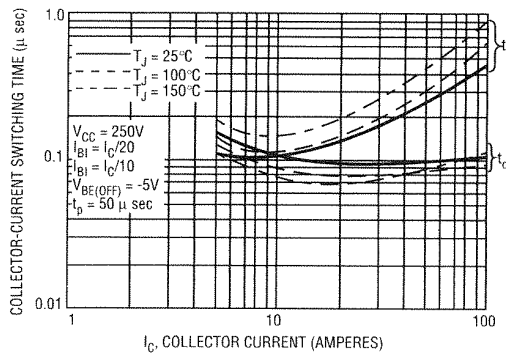



FIGURE 9: TURN-ON TIME (RESISTIVE LOAD)

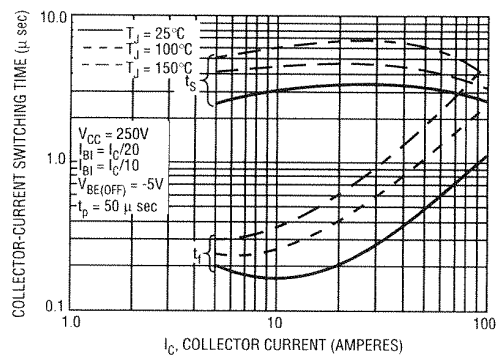



FIGURE 10: TURN-OFF TIME (RESISTIVE LOAD)

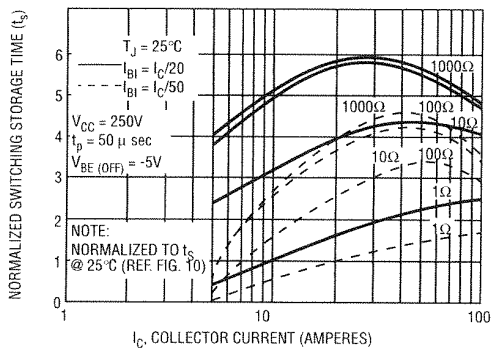



FIGURE 11: NORMALIZED RESISTIVE SWITCHING STORAGE TIME (R_{BE} VARIATIONS) VS COLLECTOR CURRENT

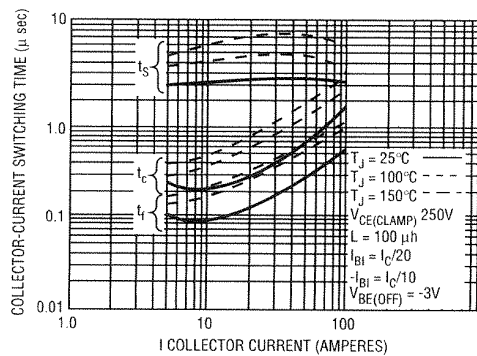



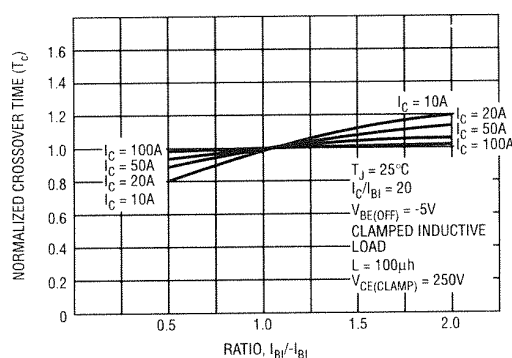
FIGURE 12: CLAMPED INDUCTIVE TURN-OFF TIME

Figura G.4

Folha de dados para o transistor *GE* tipo *D67DE* (cortesia da General Electric Company). (*continuação*)

Figura G.4

Folha de dados para o transistor *GE* tipo *D67DE* (cortesia da General Electric Company). *(continuação)*

Power Transistors

TYPICAL CHARACTERISTICS

D67DE

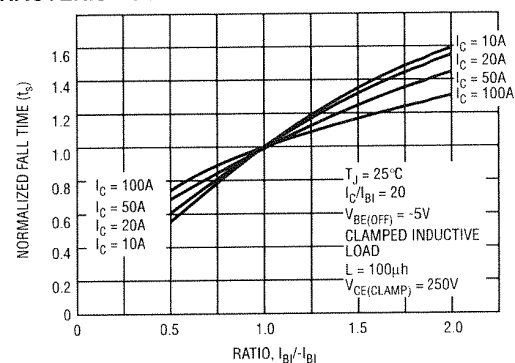
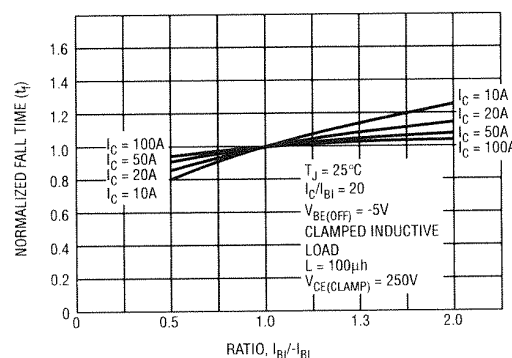
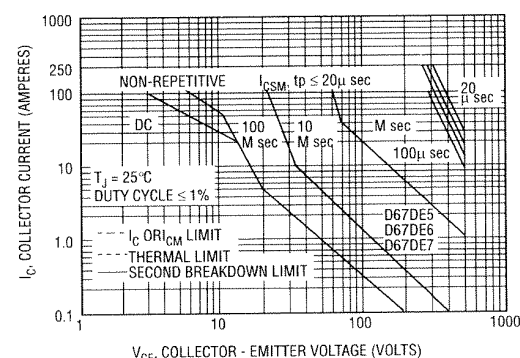
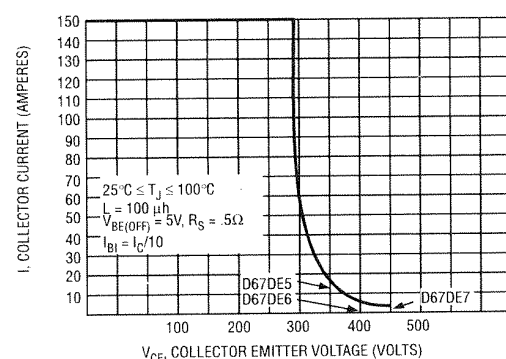
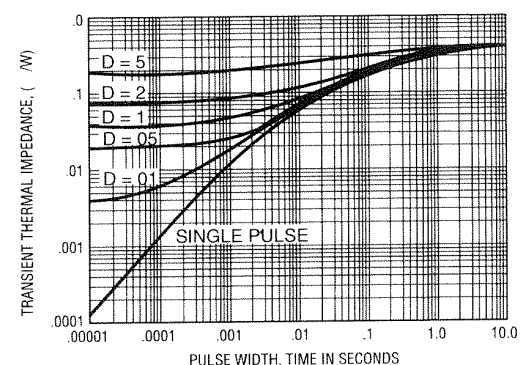
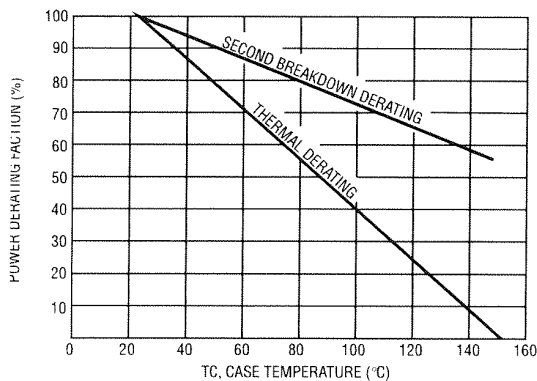



FIGURE 19: POWER DERATING

$T_J = 25°C$
$T_J = 100°C$
$T_J = 150°C$

I_{TM}, INSTANTANEOUS FORWARD CURRENT (AMPERES)

V_{TM}, INSTANTANEOUS ON-STATE VOLTAGE (VOLTS)

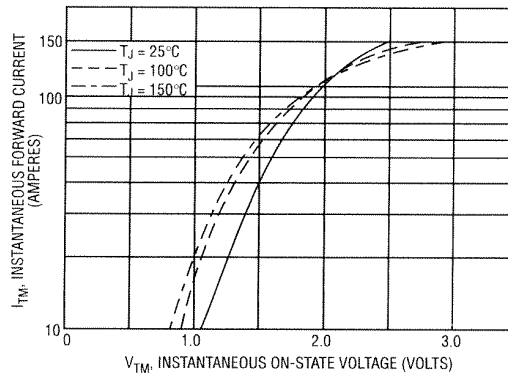



FIGURE 20: DIODE FORWARD CHARACTERISTICS

Figura G.4

Folha de dados para o transistor *GE* tipo *D67DE* (cortesia da General Electric Company). (*continuação*)

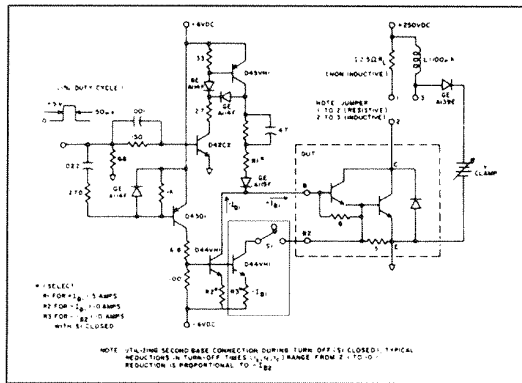
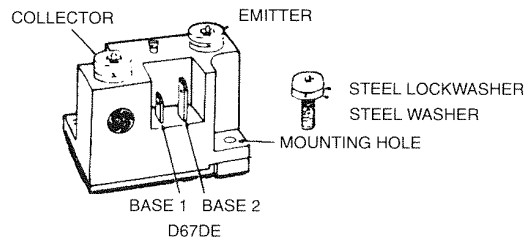



FIGURE 21: SWITCHING TIME TEST CIRCUITS FOR:
- **RESISTIVE & INDUCTIVE SWITCHING**
- **USING BASE 1 ONLY**
- **USING BASE 1 AND BASE 2**

MOUNTING AND ELECTRICAL TERMINATION PROCEDURES

HEAT SINK FLATNESS

Heat sink surfaces must be flat within ± 1.5 mils/inch (0.015mm/cm) over the mounting area and must have a surface finish of < 64 micro inches (1.62) microns).

THERMAL COMPOUND

To minimize the effects of flatness differencial and/or voids between the base plate and the heat sink, apply a very thin layer of GE#6644 or Dow Corning #4 thermal compound to the back of the base plate and the heat sink. NOTE: excessive thermal compound *will not* squeeze out from underneath the devioc during mountdown. After applying thermal compound to the device and the heat sink, place the device on the heat sink and rotate slowly to distribute grease. Check both surfaces for uniform coverage before applying torque to mounting screws.

WARNING

THE PRODUCTS DESCRIBED IN THIS SPECIFICATION SHEET SHOULD BE HANDLED WITH CARE THE CERAMIC PORTION (INTERNAL ISOLATION) OF THIS PRODUCT MAY CONTAIN BERYLLIUM OXIDE AS A MAJOR INGREDIENT.

DO NOT CRUSH GRIND OR ABRADE THESE PORTIONS OF PRODUCT THE BECAUSE THE DUST RESULTING FROM SUCH ACTION MAY BE HAZARDOUS IF INHALED.

MOUNTING

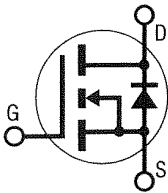
HARDWARE: Standard #10 or M5
7/16" – 1/2" OD
(11 " 13mm)OD

TORQUE: 19-25 lb. -in. (2-3 NM)

ELECTRICAL TERMINATION

COLLECTOR & EMITTER:
Screw: M5 8mm
Lockwasher: 9,2 - 13mm OD
Torque: 25 - 28 lb. -in.
(2.8 - 3.2 NM)

BASE:
Base 1: FASTON-AMP #640917-1
BASE 2: FASTON-AMP #640903-1
(or equivalents)

Figura G.5

Folha de dados para os MOSFETs *IR* tipo *IRFZ40* e *IRFZ42* (cortesia da International Rectifier).

INTERNATIONAL RECTIFIER

HEXFET® TRANSISTORS IRFZ40 IRFZ42

N-Channel 50 VOLT POWER MOSFETs

50 Volt, 0.028 Ohm HEXFET
TO-220AB Plastic Package

The HEXFET technology has expanded its product base to serve the low voltage, very low $R_{DS(on)}$ MOSFET transistor requirements. International Rectifier's highly efficient geometry and unique processing of the HEXFET have been combined to create the lowest on resistance per device performance. In addition to this feature all HEXFETs have documented reliability and parts per million quality!

The HEXFET transistors also offer all of the well established advantages of MOSFETs such as voltage control, freedom from second breakdown, very fast switching, ease of paralleling, and temperature stability of the electrical parameters.

They are well suited for applications such as switching power supplies, motor controls, inverters, choppers, audio amplifiers, high energy pulse circuits, and in systems that are operated from low voltage batteries, such as automotive, portable equipment, etc.

Features:

- Extremely Low $R_{DS(on)}$
- Compact Plastic Package
- Fast Switching
- Low Drive Current
- Ease of Paralleling
- No Second Breakdown
- Excellent Temperature Stability
- Parts Per Million Quality

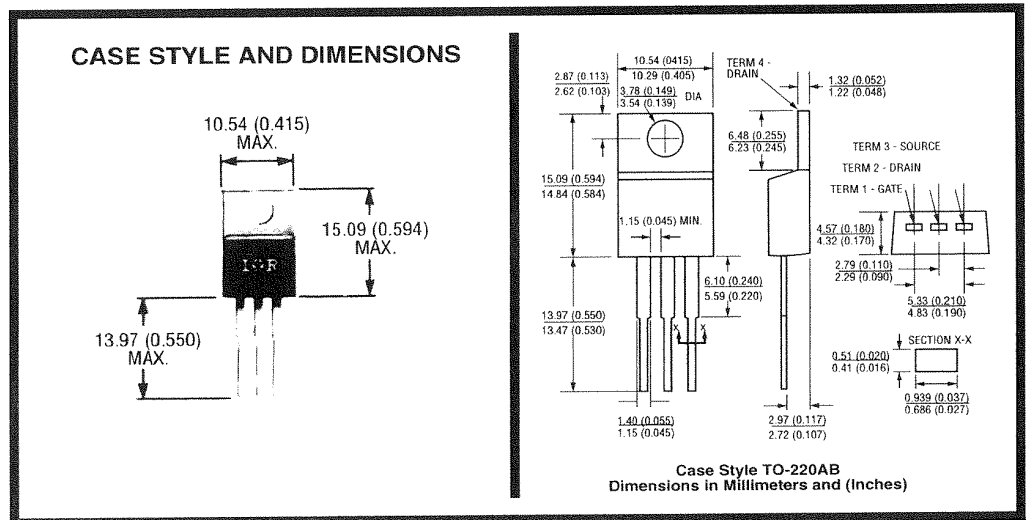
Product Summary

PART NUMBER	V_{DS}	$R_{DS(ON)}$	I_D
IRFZ40	50V	0.028Ω	51A
IRFZ42	50V	0.035W	46A

CASE STYLE AND DIMENSIONS

Case Style TO-220AB
Dimensions in Millimeters and (Inches)

Figura G.5

Folha de dados para os MOSFETs *IR* tipo *IRFZ40* e *IRFZ42* (cortesia da International Rectifier). (*continuação*)

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	IRFZ40	IRFZ42	Units
V_{DS}	Drain - Source Voltage ①	50	50	V
V_{DGR}	Drain - Gate Voltage (R_{GS} = 20 KΩ) ①	50	50	V
I_D @ T_C = 25°C	Continuos Drain Current	51	46	A
I_D @ T_C = 100°C	Continuos Drain Current	32	29	A
I_{DM}	Pulsed Drain Current ③	160	145	A
V_{GS}	Gate - Source Voltage	± 20		V
P_D @ T_C = 25°C	Max. Power Dissipation	125 (See Fig. 14)		W
	Linear Derating Factor	1.0 (See Fig. 14)		W/K
I_{LM}	Inductive Current, Clamped	(See Fig. 15 and 16) L = 100μH 160	145	A
T_J T_{stg}	Operating Junction and Storage Temperature Range	−55 to 150		°C
	Lead Temperature	300 (0.063 in. (1.6mm) from case for 10s)		°C

Electrical Characteristics @ T_C = 25°C (Unless Otherwise Specified)

Parameter		Type	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
BV_{DSS}	Drain - Source Breakdown Voltage	IRFZ40	50	—	—	V	V_{GS} = 0V
		IRFZ42	50	—	—	V	I_D = 250 μA
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	ALL	2.0	—	4.0	V	V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250 μA
I_{GSS}	Gate-Source Leakage Forward	ALL	—	—	500	nA	V_{GS} = 20V
I_{GSS}	Gate-Source Leakage Reverse	ALL	—	—	−500	nA	V_{GS} = −20V
I_{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current	ALL	—	—	250	μA	V_{DS} = Max. Rating, V_{GS} = 0V
			—	—	1000	μA	V_{DS} = Max. Rating x 0.8, V_{GS} = 0V, T_C = 125°C
$I_{D(on)}$	On-State Drain Current ②	IRFZ40	51	—	—	A	V_{DS} > $I_{D(on)}$ x $R_{DS(on)max.}$, V_{GS} = 10V
		IRFZ42	45	—	—	A	
$R_{DS(on)}$	Static Drain-Source On-State Resistance ②	IRFZ40	—	0.024	0.028	Ω	V_{GS} > 10V, I_D = 29A
		IRFZ42	—	0.030	0.035	Ω	
g_{fs}	Forward Transconductance ②	ALL	17	22	—	S(Ω)	V_{DS} > $I_{D(on)}$ x $R_{DS(on)}$ max., I_D = 29A
C_{iss}	Input Capacitance	ALL	—	2350	3000	pF	V_{GS} = 0V, V_{DS} = 25V, f = 1.0 MHz
C_{oss}	Output Capacitance	ALL	—	920	1200	pF	See Fig. 10
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	ALL	—	250	400	pF	
$t_{d(on)}$	Turn-Off Delay Time	ALL	—	18	25	ns	V_{DD} = 25V, I_D = 29A, Z_o = 4.7Ω
t_r	Rise Time	ALL	—	25	60	ns	See Fig. 17
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	ALL	—	35	70	ns	(MOSFET switching times are essentially independent of
t_f	Fall Time	ALL	—	12	25	ns	operating temperature.)
Q_g	Total Gate Charge (Gate-Source Plus Gate-Drain)	ALL	—	40	60	nC	V_{GS} = 10V, I_D = 64A, V_{DS} = 0.8 Max. Rating.
Q_{gs}	Gate-Source Charge	ALL	—	22	—	nC	See Fig. 18 for test circuit. (Gate charge is essentially
Q_{gd}	Gate-Drain ("Miller") Charge	ALL	—	18	—	nC	independent of operating temperature.)
L_D	Internal Drain Inductance	ALL	—	3.5	—	nH	Measured from the contact screw on tab to center of die. / Modified MOSFET symbol showing the internal device inductances.
			—	4.5	—	nH	Measured from the drain lead, 6mm (0.25 in.) from package to center of die.
L_S	Internal Source Inductance	ALL	—	7.5	—	nH	Measured from the source lead, 6mm (0.25 in.) from package to source bonding pad.

Thermal Resistance

		Type	Min.	Typ.	Max.	Units	
R_{thJC}	Junction-to-Case	ALL	—	—	1.0	K/W	
R_{thCS}	Case-to-Sink	ALL	—	1.0	—	K/W	Mounting surface flat, smooth, and greased.
R_{thJA}	Junction-to-Ambient	ALL	—	—	80	K/W	Free Air Operation

Figura G.5

Folha de dados para os MOSFETs *IR* tipo *IRFZ40* e *IRFZ42* (cortesia da International Rectifier). (*continuação*)

Source-Drain Diode Ratings and Characteristics

I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	IRFZ40	—	—	51	A	Modified MOSFET symbol showing the integral reverse P-N junction rectifier.
		IRFZ42	—	—	46	A	
I_{SM}	Pulse Source Current (Body Diode) ③	IRFZ40	—	—	160	A	
		IRFZ42	—	—	145	A	
V_{SD}	Diode Forward Voltage ②	IRFZ40	—	—	2.5	V	$T_C = 25°C$, $I_S = 51A$, $V_{GS} = 0V$
		IRFZ42	—	—	2.2	V	$T_C = 25°C$, $I_S = 46A$, $V_{GS} = 0V$
t_{rr}	Reverse Recovery Time	ALL	—	350	—	ns	$T_J = 150°C$, $I_F = 51A$, $dI_F/dt = 100A/\mu s$
Q_{RR}	Reverse Recovery Charge	ALL	—	2.1	—	μC	$T_J = 150°C$, $I_F = 51A$, $dI_F/dt = 100A/\mu s$
t_{on}	Forward Turn-on Time	ALL	Intrinsic turn-on time is negligible. Turn-on speed is substantially controlled by $L_S + L_D$.				

① $T_J = 25°C$ to $150°C$ ② Pulse Test: Pulse width ≤ 300μs, Duty Cycle ≤ 2 %. ③ Repetitive Rating: Pulse width limited by max. junction temperature. See Transient Thermal Impedance Curve (Fig. 5). TO-220A

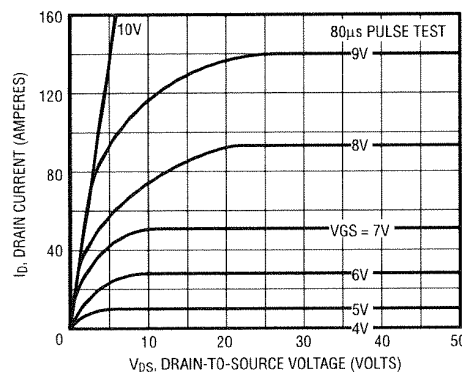



Fig. 1 — Typical Output Characteristics

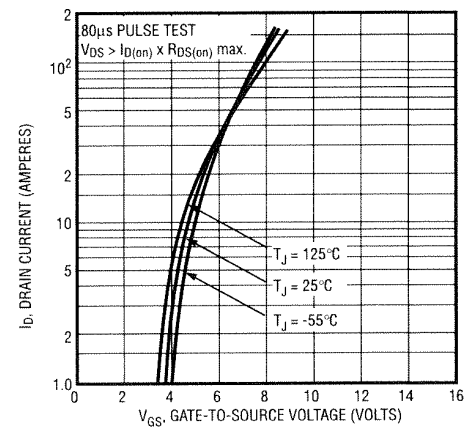



Fig. 2 — Typical Transfer Characteristics

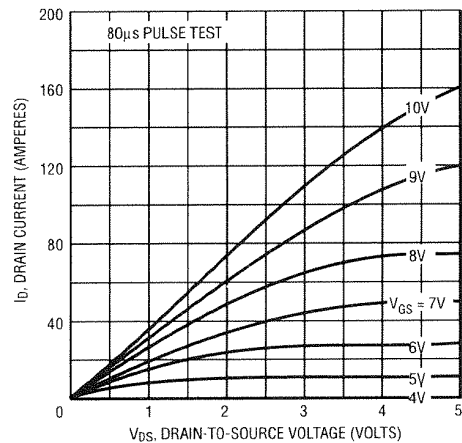



Fig. 3 — Typical Saturation Characteristics

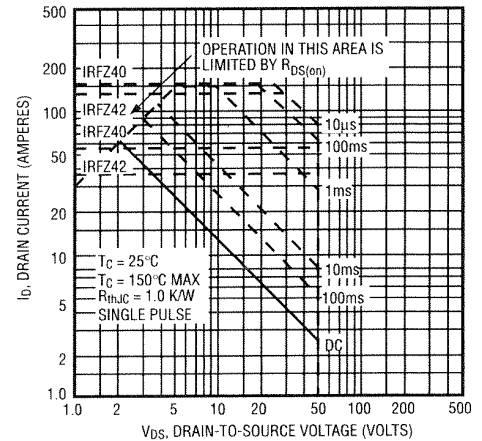



Fig. 4 — Maximum Safe Operating Area

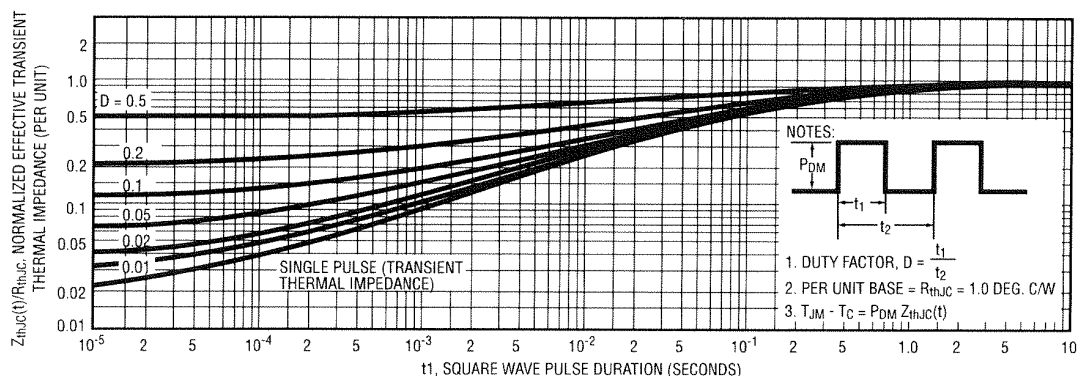



Fig. 5 — Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-toCase Vs. Pulse Duration

Figura G.5

Folha de dados para os MOSFETs *IR* tipo *IRFZ40* e *IRFZ42* (cortesia da International Rectifier). (*continuação*)

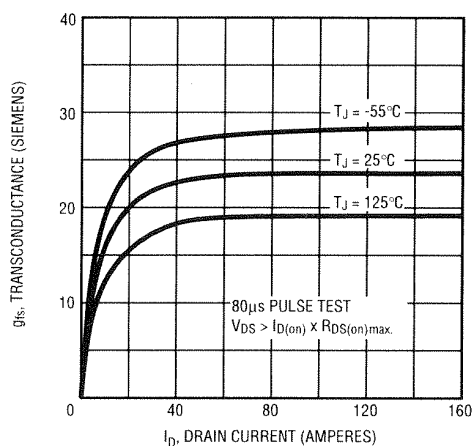



Fig. 6 — Typical Transconductance Vs. Drain Current

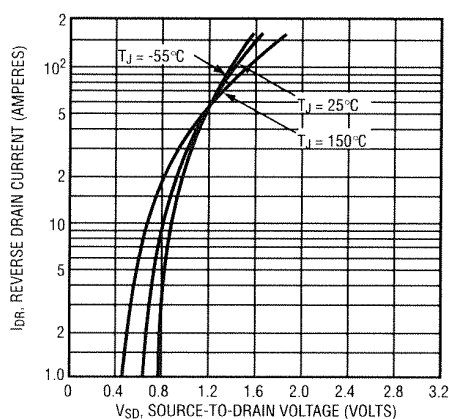



Fig. 7 — Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

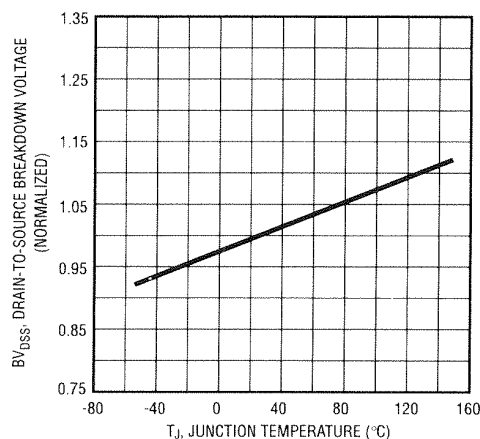



Fig. 8 — Breakdown Voltage Vs. Temperature

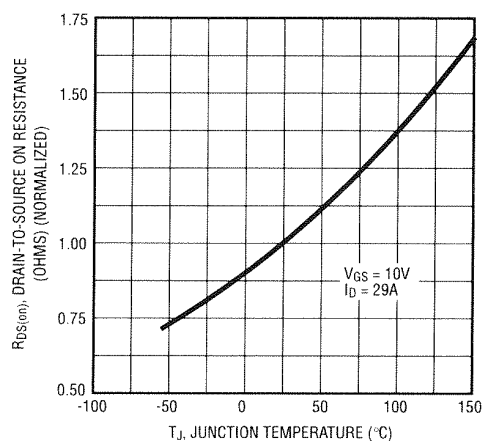



Fig. 9 — Normalized On-Resistance Vs. Temperature

Figura G.5

Folha de dados para os MOSFETs *IR* tipo *IRFZ40* e *IRFZ42* (cortesia da International Rectifier). (*continuação*)

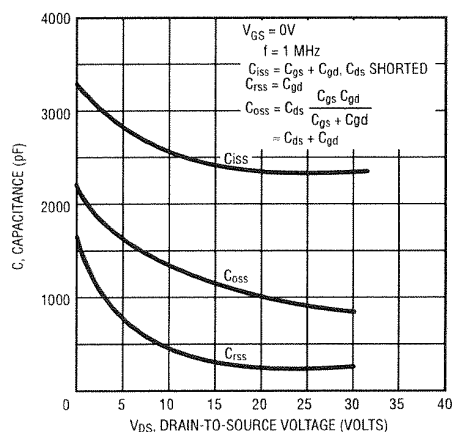



Fig. 10 — Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

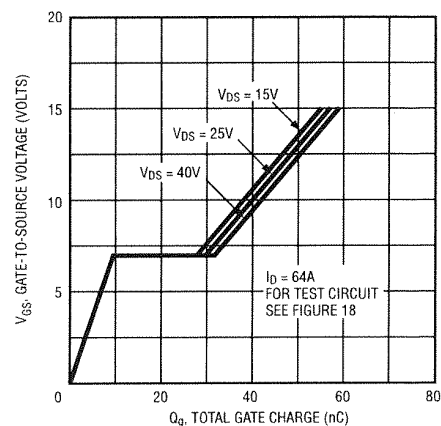



Fig. 11 — Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

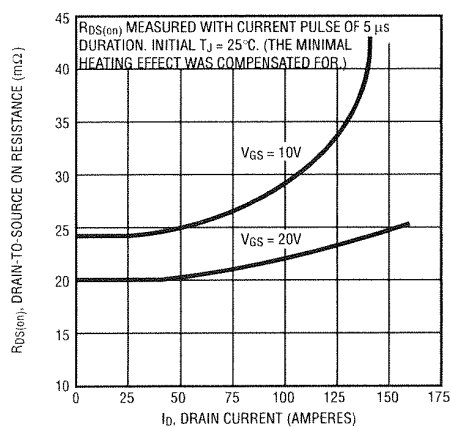



Fig. 12 — Typical On-Resistance Vs. Drain Current

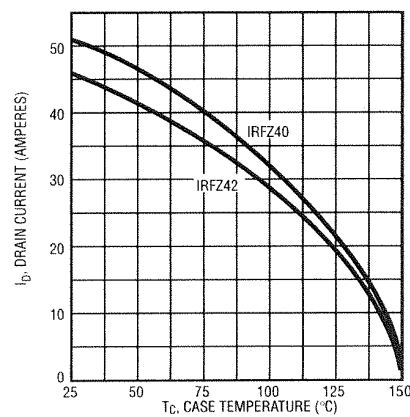



Fig. 13 — Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

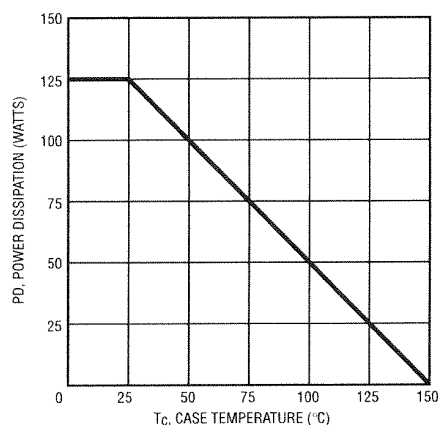



Fig. 14 — Power Vs. Temperature Derating Curve

PD-9.695

International
IOR Rectifier

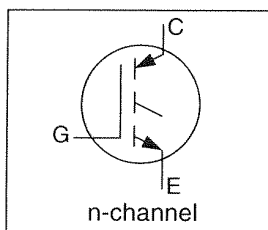
IRGPC50F

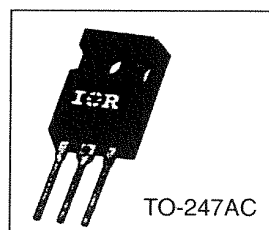
INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR

Fast-Speed IGBT

- Latch-proof
- Simple gate-drive
- Fast operation 3kHz~8kHz
- Switching-Loss Rating includes all "tail" losses

Figura G.6

Folha de dados para o transistor bipolar de porta isolada tipo *IRGPC50F* (cortesia da International Rectifier).

Description

Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBTs) from International Rectifier have higher current densities than comparable bipolar transistors, while at the same time having simpler gate-drive requirements of the familiar power MOSFET. They provide substantial benefits to a host of higher-voltage, higher-current applications

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
I_C @ T_C = 25°C	Continuous Collector Current	70	A
I_C @ T_C = 100°C	Continuous Collector Current	39	
I_{CM}	Pulsed Collector Current ①	280	
V_{CE}	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage	600	V
V_{GE}	Gate-to-Emitter Voltage	±20	
I_{LM}	Clamped Inductive Load Current ②	280	A
E_{ARV}	Reverse Voltage Avalanche Energy ③	20	mJ
P_D @ T_C = 25°C	Maximum Power Dissipation	200	W
P_D @ T_C = 100°C	Maximum Power Dissipation	78	
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
	Soldering Temperature, for 10 sec.	300 (0.063 in. (1.6mm) from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or 3mm MA screw	10 in·lbs (11.5 kg-cm)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	---	---	0.64	K/W ⑥
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, flat, greased surface	---	0.24	---	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient, typical socket mount	---	---	40	

Figura G.6

Folha de dados para o transistor bipolar de porta isolada tipo *IRGPC50F* (cortesia da International Rectifier). (*continuação*)

IRGPC50F

IOR

Electrical Characteristics @ T_j = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
BV_{CES}	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage	600	---	---	V	V_{GE} = 0V, I_C = 250µA
BV_{ECS}	Emitter-to-Collector Breakdown Volt. ④	25	---	---		V_{GE} = 0V, I_C = 1.0A
$\Delta BV_{CES}/\Delta T_J$	Temp. Coeff. of Breakdown Voltage	---	0.62	---	V/°C	V_{GE} = 0V, I_C = 1.0mA
$V_{CE(on)}$	Collector-to-Emitter Saturation Voltage	---	---	1.7	V	V_{GE} = 15V, I_C = 39A See fig. 4.
		---	2.0	---		V_{GE} = 15V, I_C = 70A
		---	1.7	---		V_{CE} = 15V, I_C = 39A, T_J = 150°C
$V_{GE(th)}$	Gate Threshold Voltage	3.0	---	5.5		V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250µA
$\Delta BV_{GE(th)}/\Delta T_J$	Temp. Coeff. of Threshold Voltage	---	-14	---	mV/°C	V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250µA
g_{fe}	Forward Transconductance ⑤	21	---	39	S	V_{CE} = 100V, I_C = 39A
I_{CES}	Zero Gate Voltage Collector Current	---	---	250	µA	V_{GE} = 0V, V_{CE} = 600V, T_J = 25°C
		---	---	2000		V_{GE} = 0V, V_{CE} = 600V, T_J = 150°C
I_{GES}	Gate-to-Emitter Leakage Current	---	---	±500	nA	V_{GE} = ±20V

Switching Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
Q_G	Total Gate Charge (turn-on)	67	---	100	nC	I_C = 39A, V_{CC} = 480V See Figure 6.
Q_{GE}	Gate - Emitter Charge (turn-on)	14	---	25		
Q_{GC}	Gate - Collector Charge (turn-on)	35	---	67		
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	---	24	---	ns	See test circuit, figure 13. I_C = 39A, V_{CC} = 480V T_J = 25°C V_{GE} = 15V, R_G = 2.0Ω
t_r	Rise Time	---	50	---		
$t_{d(off)}$	Turn-off Delay Time	---	---	540		
t_f	Fall Time	---	---	360		
E_{on}	Turn-On Switching Loss	---	0.20	---	mJ	Energy losses include "tail". Also see figures 9, 10, & 11.
E_{off}	Turn-Off Switching Loss	---	5.8	---		
E_{ts}	Total Switching Loss	---	6.0	10		
$t_{d(off)}$	Turn-On Delay Time	---	25	---	ns	I_C = 39A, V_{CC} = 480V T_J = 150°C V_{GE} = 15V R_G = 2.0Ω
t_r	Rise Time	---	49	---		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	---	440	---		
t_f	Fall Time	---	410	---		
E_{ts}	Total Switching Loss	---	10	---	mJ	
L_E	Internal Emitter Inductance	---	13	---	nH	Measured 5mm from package.
C_{iss}	Input Capacitance	---	3000	---	pF	V_{GE} = 0V
C_{oss}	Output Capacitance	---	340	---		V_{CC} = 30V See fig 5.
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	---	40	---		f = 1.0MHz

Notes:

① Repetitive rating; V_{GE} = 20V, pulse width limited by max. junction temperature (See figure 12b).

② V_{CC} = 80% (BV_{CES}), V_{GE} = 20V, L= 10µH, R_G = 10Ω, (See figure 12a).

③ Repetitive rating; pulse width limited by maximum junction temperature.

④ Pulse width ≤ 80µs; duty factor ≤ 0.1%

⑤ Pulse width ≤ 5µs, single shot.

⑥ K/W equivalent to °C/W

IOR **IRGPC50F**

Figura G.6

Folha de dados para o transistor bipolar de porta isolada tipo *IRGPC50F* (cortesia da International Rectifier). (*continuação*)

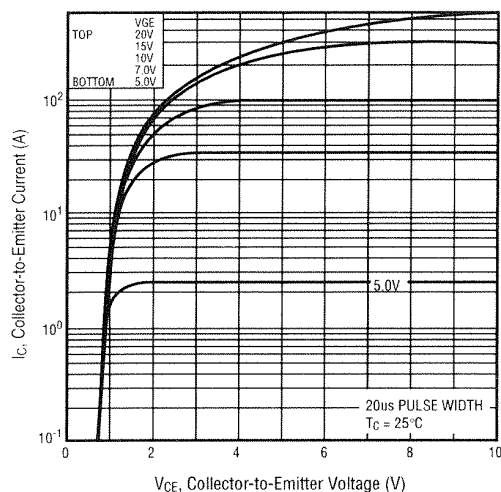



Fig. 1. Typical Output Characteristics, T_J = 25°C

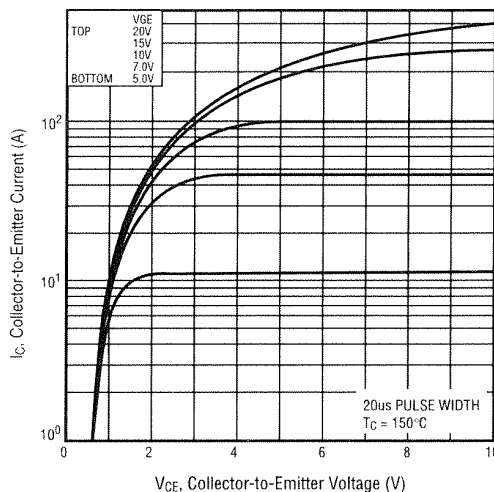



Fig. 2. Typical Output Characteristics, T_J = 150°C

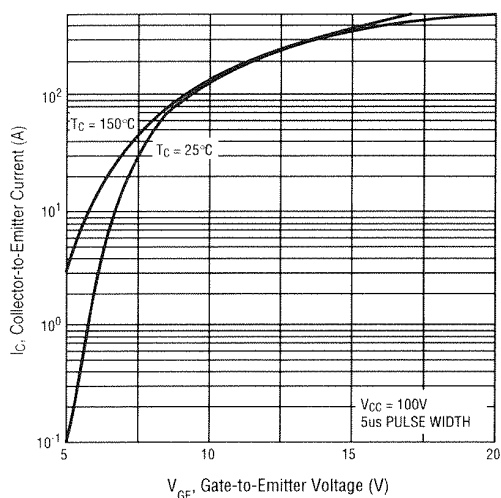



Fig. 3. Typical Transfer Characteristics

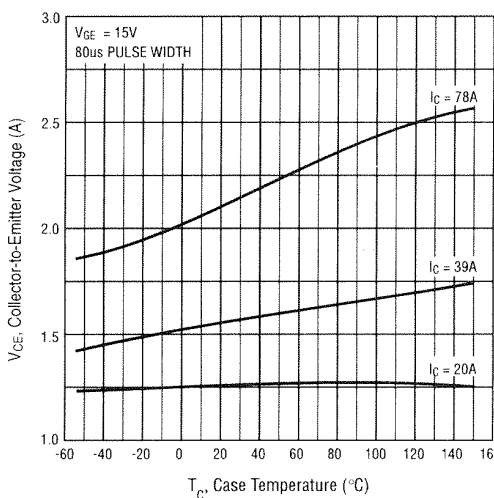



Fig. 4. Collector-to-Emitter Saturation Voltage vs. Case Temperature

Graphs indicate performance of typical devices

Figura G.6

Folha de dados para o transistor bipolar de porta isolada tipo *IRGPC50F* (cortesia da International Rectifier). (*continuação*)

IRGPC50F

IOR

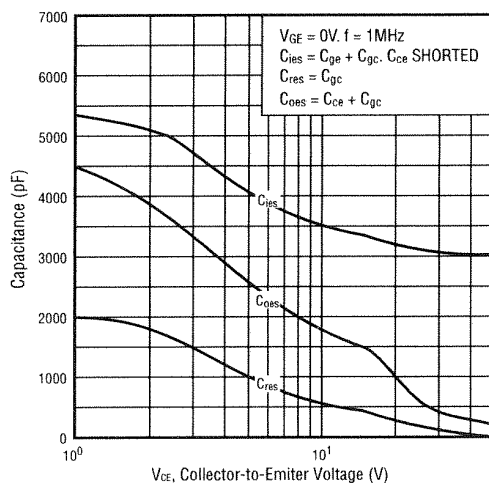



Fig 5. Typical Capacitances vs. Collector-to-Emitter Voltage

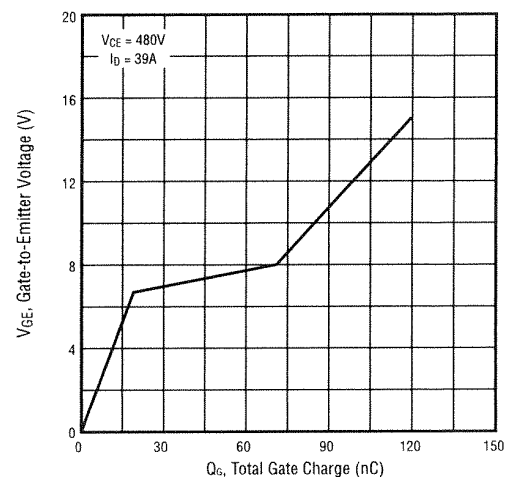



Fig 6. Typical Gate Charge vs. Gate-to-Emitter Voltage

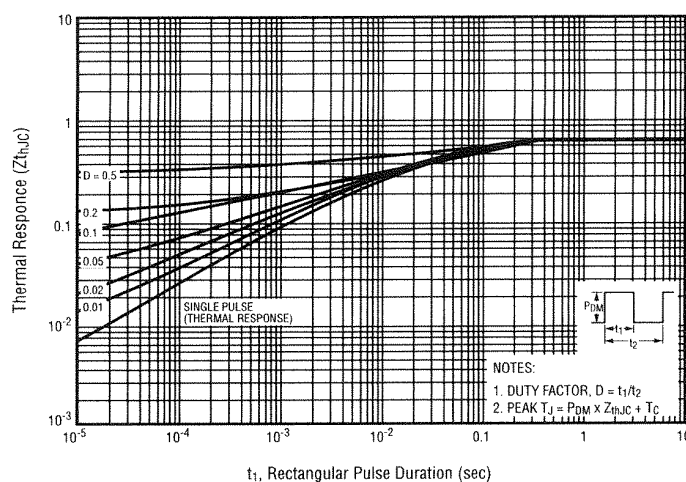



Fig 7. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

Graphs indicate performance of typical devices

IOR   IRGPC50F

Figura G.6

Folha de dados para o transistor bipolar de porta isolada tipo *IRGPC50F* (cortesia da International Rectifier). (*continuação*)

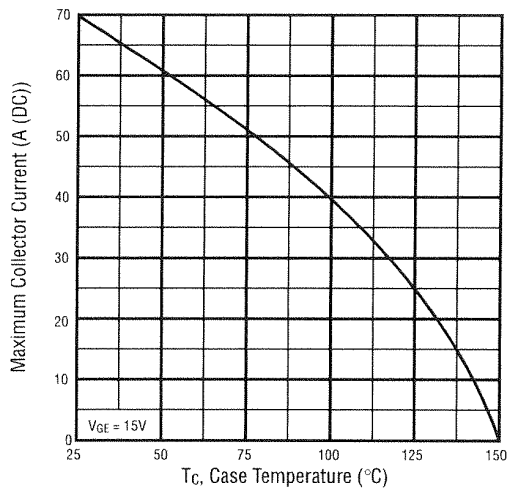



Fig 8. Maximum Collector Current vs. Case Temperature

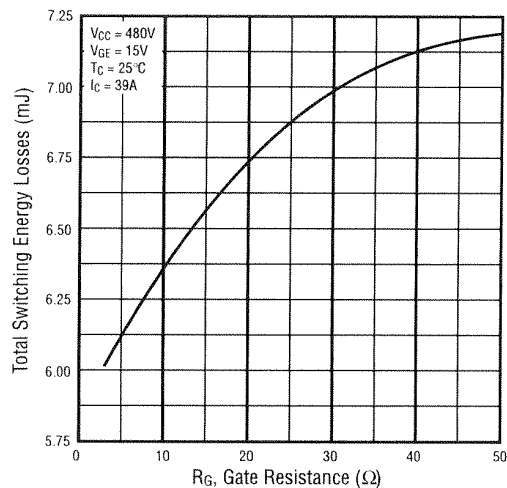



Fig 9. Maximum Collector Current vs. Case Temperature

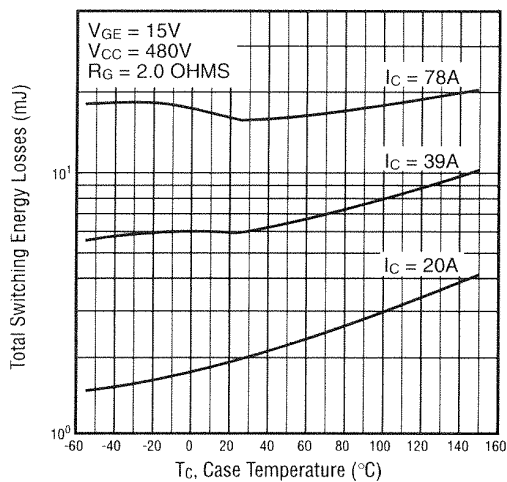



Fig 10. Typical Switching Losses vs. Case Temperature

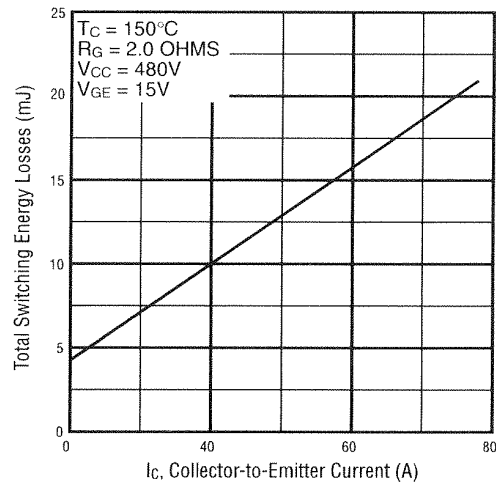
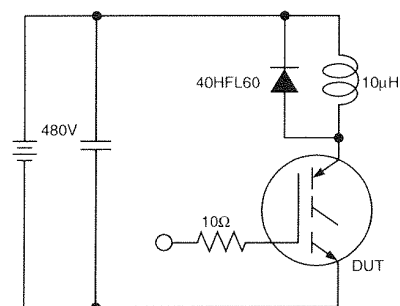
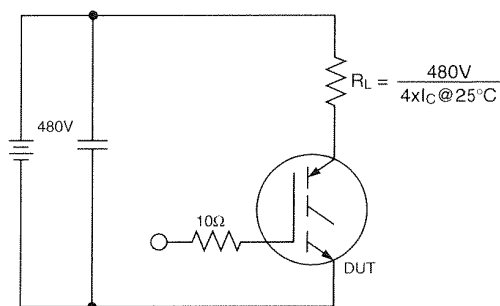
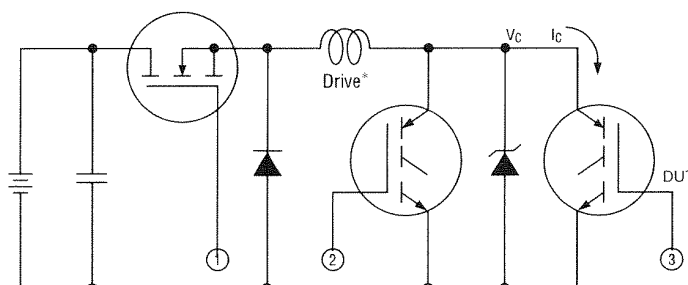
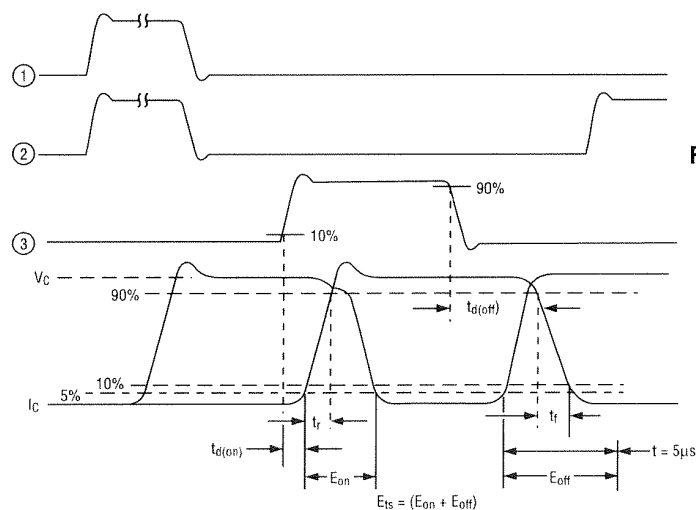



Fig 11. Typical Switching Losses vs. Collector-to-Emitter Current

Graphs indicate performance of typical devices

Figura G.6

Folha de dados para o transistor bipolar de porta isolada tipo *IRGPC50F* (cortesia da International Rectifier). (*continuação*)

DEVELOPMENTAL
MCT

MCTA20P50

HARRIS SEMICONDUCTOR
HARRIS - RCA - GE - INTERSIL

Figura G.7

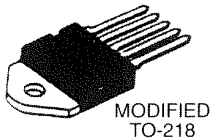
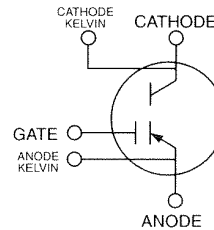
Folha de dados para o tiristor controlado por MOS tipo *MCTA20P50* (cortesia da Harris Semiconductor).

MOS CONTROLLED THYRISTOR

20A, -500V

V_{tm} = -1.5 V at I = 40 A and 150°C T_J

Features:

- *Mos Insulated Gate Input*
- *Gate Turn-Off Capbility*
- *500 amp Peak Current Capability*
- *40 amp Turn-Off Capability*
- *500 volt Blocking Voltage*

The MCTA20P50 is an MOS Controlled SCR designed for switching currents on and off by positive and negative pulsed control of an insulated MOS gate. It is designed for use in motor controls, inverters, line switches and other power switching applications. The MCTA20P50 allows the control of high power circuits with very small amounts of input energy. It features the high peak current capability common to SCR type thyristors, and operates at junction temperatures of 150°C with active switching.

SYMBOL

Development type devices or materials are intend for engineering evaluation. The type designation and data are subject to change unless otherwise arranged. No obligations are assumed for notice of change or future manufacture of these devices or materials.

MAXIMUM RATINGS, *Absolute-Maximum Values (Tc=25°C):*

PEAK OFF-STATE VOLTAGE, V_{DRM}	-500	V
PEAK REVERSE VOLTAGE, V_{RRM}	5	V
AVERAGE ON-STATE CURRENT, $I_{T(AV)}$ @100°C case temp	13.	A
RMS ON-STATE CURRENT, $I_{T(RMS)}$ @100°C case temp	20	A
PEAK CONTROLLIABLE CURRENT, I_{TC}. (see Fig. 1)	40	A
NONREPETITIVE PEAK CURRENT, I_{TSM}	500	A
PEAK GATE VOLTAGE, V_{GA}	±20	V
RATE OF CHANGE OF VOLTAGE, dV/dT	1000	v/us
RATE OF CHANGE OF CURRENT, dI/dT	500	a/us
POWER DISSIPATION, P_T:		
At Tc-90°C	100	W
Derated above 90°C	1.67	W/°C
OPERATING AND STORAGE TEMPERATURE, T_{jc}, T_{stg}	-55 to +150	°C

DEVELOPMENTAL

Figura G.7

Folha de dados para o tiristor controlado por MOS tipo *MCTA20P50* (cortesia da Harris Semiconductor). (*continuação*)

DEVELOPMENTAL MCTA20P50

ELECTRICAL CHARACTERISTICS, *Case Temperature (Tc) = 25°C unless otherwise specified*

CHARACTERISTIC		TEST CONDITIONS	LIMITS		UNITS
			Min	Max	
Peak Off-State Blocking Current	Idrm	Vak= -500v, Vga= +10v	-	100	uA
Peak Off-State Blocking Current	Idrm	Vak= -500v, Vga= +10v Tj = 150°C	-	2	mA
Peak Reverse Blocking Current	Irrm	Vak= 5v, Vga= +10v	-	100	uA
Peak Reverse Blocking Current	Irrm	Vak= 5v, Vga= +10v Tj = 150°C	-	5	mA
Gate Leakage Current	Igas	Vga= ±20v	-	±200	nA
On-State Voltage	Vtm	Vga= -10v, It=40a	-	-1.5	V
On-State Voltage	Vtm	Vga= -10v, It=40a Tj = 150°C	-	-1.5	V
Latching Current	I_L	Vka= -30v, Vga1= -10v Vga2- 0v	-	1	A
Peak Controllable Current	I(off)	It=40a, Rg=5Ohms vga= ±10v, Vd= -400v L= 50mH, R1=10ohms Tj = 150°C see Figure 1	40	_	A
Turn-on Delay	Td(on)i		0.6 (typ)		us
Rise time Time	Tri		0.4 (typ)		us
Turn-off Delay	Td(off)i		0.6 (typ)		us
Fall Time	Tfi		3.7 (typ)		us
Turn-off Switching Loss per cycle	Eoff		10 (typ)		mj
Thermal Resistance Junction to Case	RθJC		-	0.6	°C/W
Thermal Resistance Junction to Ambient	RθJA		-	80	°C/W

DEVELOPMENTAL MCTA20P50

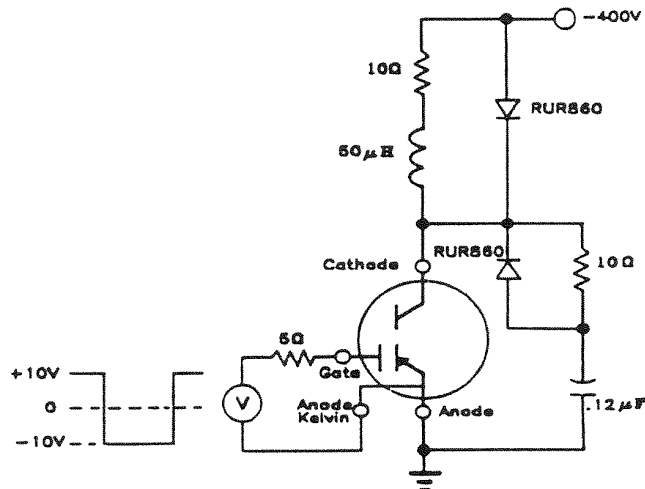
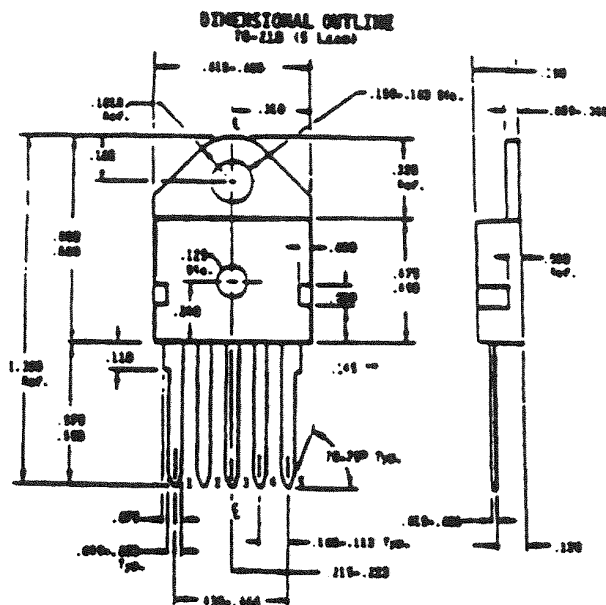



Fig. 1 - Switching Circuit

DIMENSIONAL OUTLINE

TERMINAL CONNECTIONS

Lead No. 1 - Gate
Lead No. 2 - Anode Kelvin
Lead No. 3 - Cathode Kelvin
Lead No. 4 - Anode Current
Lead No. 5 - Anode Current
Mounting Flange - Cathode Current

Figura G.7

Folha de dados para o tiristor controlado por MOS tipo *MCTA20P50* (cortesia da Harris Semiconductor). (*continuação*)

Funções Comumente Utilizadas

$$\int \operatorname{sen} mx \operatorname{sen} mx \, dx = \frac{\operatorname{sen}(m-n)x}{2(m-n)} - \frac{\operatorname{sen}(m+n)x}{2(m+n)} \qquad \text{para } m = n$$

$$\int \cos nx \, dx = \frac{\operatorname{sen} nx}{n}$$

$$\int \cos^2 nx \, dx = \frac{x}{2} + \frac{\operatorname{sen} 2nx}{4n}$$

$$\int \cos mx \cos nx \, dx = \frac{\operatorname{sen}(m-n)x}{2(m-n)} + \frac{\operatorname{sen}(m+n)x}{2(m+n)} \qquad \text{para } m = n$$

$$\int \operatorname{sen} nx \cos nx \, dx = \frac{\operatorname{sen}^2 nx}{2n}$$

$$\int \operatorname{sen} mx \cos nx \, dx = -\frac{\cos(m-n)x}{2(m-n)} - \frac{\cos(m+n)x}{2(m+n)} \qquad \text{para } m = n$$

Algumas Unidades e Constantes

Grandeza	Unidade	Equivalente
Comprimento	1 metro (m)	3,281pés (ft) 39,36 polegadas (in)
Massa	1 quilograma (kg)	2,205 libras (lb) 35,27 onças (oz)
Força	1 newton (N)	0,2248 libra-força (lbf)
Torque	1 newton-metro (Nm)	0,738 libra-pé (lbf.ft)
Momento de inércia	1 quilograma-metro^2 (kgm^2)	23,7 libras-pé^2 (lb.ft^2)
Potência	1 watt (W)	0,7376 pé-libra/segundo $1{,}341 \times 10^{-3}$ cavalo-vapor (hp)
Energia	1 joule (J)	1 watt-segundo 0,7376 pé-libra $2{,}778 \times 10^{-7}$ quilowatts-hora (kwh)
Cavalo-vapor	1 hp ou cv	746 watts
Fluxo magnético	1 weber (Wb)	10^8 maxwells ou linhas
Densidade de fluxo magnético	1 tesla (T)	1 weber/metro^2 (Wb/metro^2) 10^4 gauss
Intensidade de fluxo magnético	1 ampère-espira/metro (Ae/m)	$1{,}257 \times 10^2$ oersted
Permeabilidade do vácuo	$\mu_0 = 4\pi \times 10^2$ H/m	

Funções Comumente Utilizadas

	$-A$	$90 \pm A$	$180 \pm A$	$270 \pm A$	$360k \pm A$
sen	$-\text{sen } A$	$\cos A$	$\mp \text{sen } A$	$-\cos A$	$\pm \text{sen } A$
cos	$\cos A$	$\mp \text{sen } A$	$-\cos A$	$\pm \text{sen } A$	$\cos A$

$$\text{sen}(A \pm B) = \text{sen } A \cos B \pm \cos A \text{ sen } B$$

$$\cos(A \pm B) = \cos A \cos B \mp \text{sen } A \text{ sen } B$$

$$\text{sen } 2A = 2 \text{ sen } A \cos A$$

$$\cos 2A = 1 - 2 \text{ sen}^2 A = 2 \cos^2 A - 1$$

$$\text{sen } A + \text{sen } B = 2 \text{ sen } \frac{A + B}{2} \cos \frac{A + B}{2}$$

$$\text{sen } A - \text{sen } B = 2 \cos \frac{A + B}{2} \text{ sen } \frac{A - B}{2}$$

$$\cos A + \cos B = 2 \cos \frac{A + B}{2} \cos \frac{A - B}{2}$$

$$\cos A - \cos B = 2 \text{ sen } \frac{A + B}{2} \text{ sen } \frac{B - A}{2}$$

$$\text{sen } A \text{ sen } B = \frac{1}{2} [\cos(A - B) - \cos(A + B)]$$

$$\cos A \cos B = \frac{1}{2} [\cos(A - B) + \cos(A + B)]$$

$$\text{sen } A \cos B = \frac{1}{2} [\text{sen}(A - B) + \text{sen}(A + B)]$$

$$\int \text{sen } nx \, dx = -\frac{\cos nx}{n}$$

$$\int \text{sen}^2 nx \, dx = \frac{x}{2} - \frac{\text{sen } 2nx}{4n}$$